УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Г. С. Цыкин

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

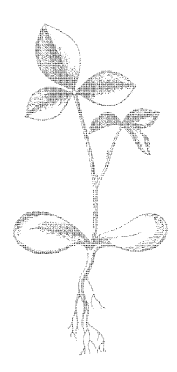
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Учебная серия

Выпуск 414

Г. С. ЦЫКИН

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1962 ЛЕНИНГРАД

Книга знакомит с принципами построения схем современных усилителей электрических сигналов. В ней рассматриваются наиболее употребительные схемы усилительных каскадов и усилительных устройств, даются необходимые расчетные формулы и методические указания по расчету, приводятся примеры практических расчетов.

Предназначена книга для радиолюбителей, имеющих образование в объеме средней школы.

6Ф2.12 *Цыкин Георгий Сергеевич*
Ц94 Усилители электрических сигналов М—Л., Госэнергоиздат, 1961.
424 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 414).
6Ф2.12

* * *

Редактор *Г. В. Войшвилло* Техн. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 15/IV 1961 г. Подписано к печати 19/I 1962 г.
Т-08318 Бумага 84×108 1/32 21,73 печ л Уч.-изд. л 25,4
Тираж 75 000 (2-й з-д 20 001—70 000 экз. Цена 1 р. 12 к. Заказ 198

Набрано в типографии Госэнергоиздата Москва, Шлюзовая наб., 10.
Отпечатано в 1-й типографии Медгиза, Москва, Ногатинское шоссе, д. 1, зак. 27.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга предназначается для радиолюбителей в качестве учебника по усилителям электрических сигналов и входит в учебную серию массовой радиобиблиотеки.

Для усвоения сведений, излагаемых в данной книге, читатель должен иметь предварительную подготовку по математике, физике и электротехнике в объеме средней школы, а по радиотехнике — в объеме, изложенном в предыдущих учебниках для радиолюбителей.

Основное внимание в книге уделяется ознакомлению читателя с современными схемами усиления электрических сигналов, пояснению принципа их действия, объяснению физических процессов в схемах, технической и экономической оценке различных схем и способам их расчета.

Для облегчения усвоения материала и приобретения практических навыков по расчету схем в книге приводится большое количество практических примеров расчета, включая примеры конструктивного расчета трансформаторов. Все дополнительные сведения, необходимые для расчетов, — практические данные, таблицы, графики, даются здесь же.

Цель книги — ознакомить читателя с современным состоянием усилительной техники, схемами усилительных каскадов и многокаскадными усилителями различного назначения, дать необходимый теоретический и практический материал для полного электрического расчета многокаскадных усилителей, привить читателю практические навыки по расчету, проверке и наладке усилителей.

Транзисторные усилители в настоящей книге не выделены отдельно, а рассматриваются параллельно с ламповыми на основании общей теории; лишь практические рекомендации по расчету и примеры расчетов для ламповых и транзисторных схем даны отдельно вследствие значительных различий между ними.

В книге излагается ряд вопросов, не рассматривавшихся до настоящего времени в работах по усилителям, но имеющих большое практическое значение. В ней рассмот-

рены, например, вопросы взаимного корректирования каскадов в широкополосных усилителях гармонических и импульсных сигналов и дана методика расчета таких усилителей, приведены способы расчета допустимой пульсации источников питания усилителей и расчета фильтров для дополнительного сглаживания пульсаций, дана методика расчета развязывающих фильтров по допустимым частотным искажениям на низшей рабочей частоте и др.

Для того чтобы радиолюбитель мог произвести конструктивный расчет трансформаторов усилителя, не нуждаясь в дополнительных источниках, в книгу включена специальная глава, содержащая весь необходимый для этого материал (гл. 10). Для этой же цели в конце книги в виде приложения приведены основные данные некоторых медных обмоточных проводов и расчетные данные Ш-образных трансформаторных сердечников наименьшего веса и наименьшей стоимости.

Автор очень признателен А. А. Куликовскому и Г. В. Войшвилло за ряд ценных советов и замечаний.

Отзывы по книге следует направлять по адресу: Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10, Госэнергоиздат, редакция Массовой радиобиблиотеки.

Г. ЦЫКИН

СОДЕРЖАНИЕ

Приложения

Глава первая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ

1-1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

В современной технике часто встречается необходимость усиливать слабые электрические колёбания с точным сохранением их формы.

Усиливаемые электрические колебания называют электрическими сигналами или просто сигналами, а устройства, усиливающие сигналы,— усилителями электрических сигналов, или просто усилителями.

Усиление сигналов производится в усилителе при помощи усилительных элементов, получающих электрическую энергию от источника питания и преобразующих ее в энергию усиливаемых сигналов. Таким образом, усилительные элементы являются своеобразными управляющими устройствами.

Усилители имеют очень широкое применение в современной технике. Без них невозможно звуковое кино, проводное вещание, телевидение, радиосвязь, дальняя проводная связь, радиовещание, радиолокация, радионавигация, радиоизмерения и т. д., где усилители являются основой аппаратуры. Кроме того, усилители широко используются почти во всех областях промышленности, техники и науки. Они применяются в автоматике, телемеханике, следящих, управляющих и регулирующих устройствах, счетно-решающих и вычислительных машинах, в аппаратуре ядерной физики и аппаратуре исследования космического пространства, аппаратуре геологической разведки, точного времени, химического анализа, медицинской, музыкальной аппаратуре и ряде других устройств.

1-2. ТИПЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилители подразделяются на ряд типов по различным признакам. По роду усиливаемых сигналов они делятся на

два типа: усилители гармонических сигналов и усилители импульсных сигналов.

Усилители гармонических сигналов или, короче, гармонические усилители предназначены для усиления гармонических сигналов, т. е. периодических сигналов различной величины и формы, гармонические составляющие которых изменяются сравнительно медленно (много медленнее длительности устанавливающихся процессов в усилителе). К таким усилителям относятся микрофонные усилители, магнитофонные усилители, усилители звукового кино, усилители воспроизведения граммофонной записи, радиовещательные усилители и ряд других.

Усилители импульсных сигналов или, короче, импульсные усилители предназначены для усиления импульсных периодических и непериодических сигналов различной величины и формы. Устанавливающиеся процессы в таких усилителях должны протекать быстро, значительно быстрее времени установления фронтов усиливаемых импульсов. К импульсным усилителям относятся усилители радиолокационных устройств, усилители сигналов телевизионного изображения (видеоусилители), усилители импульсных систем связи, усилители счетно-решающих устройств, усилители многих систем регулирования и управления и т. д.

По полосе усиливаемых частот усилители делятся на следующие типы:

Усилители переменного тока, усиливающие сигналы в полосе частот от низшей рабочей частоты $f_н>0$ до высшей рабочей частоты $f_в$, но не усиливающие постоянную составляющую сигналов.

Усилители постоянного тока, усиливающие сигналы в полосе частот от нуля ($f_н=0$) до высшей рабочей частоты $f_в$, усиливающие как переменные составляющие сигнала, так и его постоянную составляющую.

Усилители высокой частоты (УВЧ), усиливающие модулированные сигналы высокой частоты, например электрические колебания радиочастоты, принимаемые антенной радиоприемника.

Усилители низкой частоты (УНЧ), усиливающие электрические колебания первичного непреобразованного сигнала. Свое название, в настоящее время нередко и не соответствующее полосе рабочих частот, УНЧ получили в начале развития усилительной техники, когда частоты непреобразованных первичных сигналов не превышали не-

скольких килогерц (речь, музыка, телеграфные сигналы небольшой скорости).

По характеру зависимости коэффициента усиления усилителя от частоты различают следующие типы усилителей:

Резонансные усилители, у которых усиление изменяется с частотой сигнала по кривой аналогичной закону изменения сопротивления параллельного резонансного контура.

Полосовые усилители, у которых усиление почти постоянно в определенной узкой полосе частот и резко падает за ее пределами; резонансные усилители и полосовые усилители с очень узкой полосой рабочих частот также называют избирательными или селективными усилителями.

Широкополосные усилители, усиливающие очень широкую полосу частот, порядка нескольких мегагерц и больше.

Если подводимые к усилителю сигналы усиливаются им без преобразования частоты этих сигналов, то усилитель называют усилителем прямого усиления; если же частоты сигналов в усилителе преобразуются, усилитель называют усилителем с преобразованием частоты.

По назначению усилители можно разделить на телевизионные, радиолокационные, широковещательные, магнитофонные, измерительные и т. д.

По роду применяемых в усилителе усилительных элементов (см. ниже) усилители делятся на ламповые, транзисторные, магнитные, диэлектрические и др. Ламповые и транзисторные усилители называют электронными усилителями, так как принцип их действия основан на электронных процессах в вакууме и полупроводнике.

В настоящей книге рассматриваются устройства, принципы действия и основы расчета электронных усилителей различных типов.

1-3. ТИПЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Усиление электрических сигналов осуществляется в усилителе посредством специальных приборов, называемых усилительными элементами и обладающих способностью при небольшой затрате управляющей энергии управлять энергией во много раз большей.

Усилительный элемент вместе с электрическими деталями схемы (сопротивлениями, конденсаторами и т. п.), через которые к нему подводится энергия от источника питания, а также подаются и снимаются усиливаемые сигналы, называют **усилительным каскадом** или **каскадом усиления**. Усилительный каскад, представляющий собой одну «ступень» усиления сигнала, может содержать в себе и не один, а несколько усилительных элементов.

Существуют различные типы усилительных элементов; рассмотрим основные свойства и область применения наиболее известных из них.

Микротелефонный усилительный элемент

Простейший микротелефонный усилительный элемент можно сделать, жестко связав мембрану телефонной трубки *Т* с мембраной микрофонного капсюля *М* (рис. 1-1). В цепь микрофонного капсюля включают последовательно источник постоянного тока *E* с напряжением в несколько вольт и сопротивление нагрузки $R_н$. Если к обмотке поляризованного электромагнита телефонной трубки подвести слабые электрические сигналы, которые требуется усилить, то они заставят колебаться мембрану телефонной трубки, а следовательно, и связанную с ней мембрану микрофонного капсюля. Это вызовет большие изменения сопротивления угольного порошка микрофонного капсюля, что приведет к появлению усиленных электрических колебаний в цепи нагрузки.

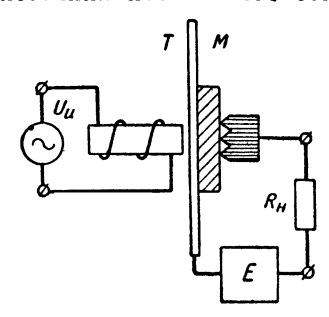


Рис. 1-1. Схема усиления электрических сигналов микротелефонным усилительным элементом.

При рациональной конструкции и правильном режиме работы микротелефонный усилительный элемент может усилить мощность подводимых к нему слабых электрических сигналов в несколько десятков раз. Основными достоинствами его являются простота устройства и изготовления, большой срок службы.

Наряду с указанными достоинствами микротелефонный усилительный элемент обладает большим количеством серьезных недостатков, основными из которых являются:

очень узкая полоса усиливаемых частот (не больше нескольких килогерц даже в специальных конструкциях) и неравномерное их усиление из-за резонансных свойств и большой массы колеблющейся системы; непостоянство усиления и его зависимость от положения элемента; очень высокий уровень шумов; большие искажения усиливаемых колебаний и т. п. Указанные недостатки привели к тому, что в современных усилителях микротелефонные усилительные элементы не применяются вовсе.

Электровакуумный усилительный элемент

Электровакуумный усилительный элемент представляет собой электронную лампу. Принцип усиления электрических сигнаов электронной лампой поясняется на рис. 1-2, где *Л* — электронная лампа, $E_а$ — источник питания цепи анода, подключаемый всегда положительным полюсом к аноду лампы и отрицательным к ее катоду, $E_н$ — источник питания цепи накала, $E_с$ — источник смещения, задающий на сетку лампы необходимый начальный отрицательный потенциал, $U_и$ — источник усиливаемых сигналов, $R_н$ — сопротивление нагрузки. Изменение напряжения между сеткой и катодом лампы от воздействия подводимых сигналов вызывает изменение анодного тока лампы $i_а$. Изменяющийся анодный ток, проходя через сопротивление нагрузки $R_н$, создает на нем изменяющееся падение напряжения и выделяет в нем мощность усиленных сигналов, повторяющих по форме сигналы, подводимые к лампе.

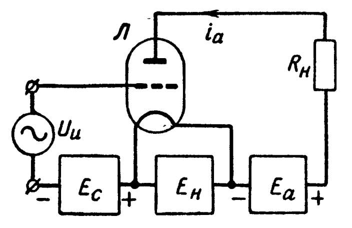


Рис. 1-2. Схема усиления электрических сигналов электронной лампой.

При правильном режиме работы электронная лампа может усиливать мощность подводимых к ней электрических сигналов в несколько тысяч раз и выше (в некоторых случаях до сотен тысяч раз). Кроме большого усиления, достоинствами электронной лампы являются: очень широкая полоса усиливаемых частот, простирающаяся от нуля герц (от постоянного тока) до сотен и даже тысяч мегагерц в лампах специальных конструкций; нечувствительность к изменению температуры окружающей среды и другим внешним воздействиям; высокое постоянство усилительных свойств; малые искажения усиливаемых элек-

трических колебаний; малый уровень шумов; высокое входное сопротивление, облегчающее задачу передачи усиленных сигналов от одного усилительного каскада к другому; большой диапазон отдаваемой в нагрузку мощности усиленных сигналов (от долей микроватта в лампах малой мощности до сотен и даже тысяч киловатт в мощных лампах). К недостаткам электронной лампы можно отнести: сравнительно небольшой срок службы (от нескольких сотен до нескольких тысяч часов); наличие цепи накала, требующей специального источника питания и потребляющей значительную энергию, а также требующей некоторого времени для прогрева лампы при ее включении (от долей секунды до десятков секунд; сравнительно высокое напряжение источника анодного питания (обычно от десятков вольт до 10—15 *кв*).

Высокие усилительные свойства, большая полоса усиливаемых частот, большой диапазон выходной мощности и другие достоинства электронной лампы явились причиной того, что до последних лет для усиления электрических колебаний пользовались почти исключительно усилителями с электронными лампами (ламповыми усилителями).

Полупроводниковый усилительный элемент

Наиболее распространенной в настоящее время разновидностью полупроводникового усилительного элемента является полупроводниковый (кристаллический) триод, называемый т р а н з и с т о р о м. Принцип усиления элек-

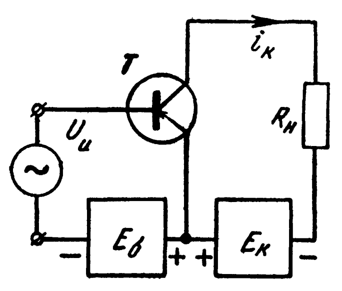


Рис. 1-3. Схема усиления электрических сигналов транзистором.

трических сигналов транзистором пояснен на рис. 1-3. Здесь T — транзистор, $E_к$ — источник питания цепи коллектора, $E_б$ — источник смещения цепи базы, задающий на базу необходимое начальное напряжение или ток смеще-

ния, $U_и$ — источник усиливаемых сигналов, $R_н$ — сопротивление нагрузки. Небольшие изменения тока в цепи база — эмиттер транзистора, вызываемые подводимыми к этой цепи сигналами, вызывают усиленные во много раз изменения тока в цепи коллектора. Изменяющийся ток коллектора, проходя через сопротивление нагрузки, создает на нем падение напряжения и выделяет в нем мощность усиленных сигналов, повторяющих по форме сигналы, подводимые к транзистору.

Полярность источника питания и смещения, указанная на рис. 1-3, относится к транзисторам типа *p-n-p,* которые в основном и выпускаются нашей промышленностью. Поэтому все основные схемы транзисторных усилительных каскадов, приводимые в настоящей книге, и полярность их источников питания даны для транзисторов этого типа. При транзисторах типа *n-p-n* полярность источников питания должна быть изменена на обратную (см., например, рис. 6-29).

При наивыгоднейшем режиме работы хороший транзистор плоскостного типа может усилить мощность подведенных к нему электрических сигналов в десятки тысяч раз, лишь немного уступая в этом отношении электронной лампе. Серьезными преимуществами транзисторов по сравнению с электронными лампами являются: отсутствие цепи накала, исключающее источник питания этой цепи и время прогрева, что приводит к мгновенной готовности усилителя к работе после включения питания; почти неограниченный срок службы (многие десятки тысяч часов при правильной эксплуатации) и связанная с этим высокая надежность работы, превышающая надежность работы электронной лампы; меньшая мощность, потребляемая от источников питания (в несколько десятков и даже сотен раз в некоторых случаях); меньшие размеры и вес; малая чувствительность к сотрясениям и ударам.

Основными недостатками транзистора по сравнению с электронными лампами пока еще являются: более низкая граница высших рабочих частот, не превышающая для специальных высокочастотных типов нескольких сотен мегагерц; сильное влияние температуры окружающей среды на свойства; больший разброс параметров; более низкое входное сопротивление, что затрудняет передачу усиленных электрических колебаний от одного усилительного каскада к другому в многокаскадных усилителях. Над устранением указанных недостатков ведется интенсивная работа.

Вследствие ряда преимуществ транзисторы и другие полупроводниковые приборы уже в настоящее время во многих случаях вытесняют электронные лампы, и их применение непрерывно расширяется.

Магнитный и диэлектрический усилительные элементы

Магнитный усилительный элемент представляет собой сердечник из магнитного материала, несущий несколько обмоток из медного изолированного провода. В отличие от электронной лампы и транзистора усиление электрических сигналов таким усилительным элементом сопровождается преобразованием частоты.

Принцип действия магнитного усилителя поясняется на рис. 1-4. Здесь источник смещения $E_с$, присоединенный к обмотке смещения *1*, расположенной на среднем стержне сердечника магнитного усилительного элемента, сдвигает исходную точку кривой намагничивания материала сердечника на сгиб его характеристики намагничивания. Усиливаемые сигналы подводят к управляющей обмотке *2*, расположенной также на среднем стержне. При таком положении исходной точки кривой намагничивания ток сигнала ($I_и$ на рис. 1-4,*б*) сильно изменяет магнитную проницаемость сердечника, а следовательно, и индуктивность управляемых обмоток *3*, расположенных на крайних стержнях сердечника. В результате значительно изменяется по величине переменный ток $I_п$ источника питания $E_п$, текущий через управляемые обмотки (рис. 1-4,*б*). Промодулированный сигналом ток $I_п$ выпрямляется детектором *Д* (ток $I_д$ на рис. 1-4,*б*) и после отфильтровывания фильтром *Ф* токов частоты источника питания и ее высших гармоник и компенсации начальной постоянной составляющей приобретает форму усиливаемых сигналов и поступает в нагрузку *Н* (ток $I_н$ на рис. 1-4,*б*).

К достоинствам магнитных усилительных элементов относятся: большое усиление (того же порядка, что и у электронной лампы); мгновенная готовность к работе; нечувствительность к сотрясениям; высокая надежность работы и практически неограниченный срок службы. Их серьезным недостатком является сложность схемы и необходимость иметь источник питания переменного тока с частотой, по крайней мере в несколько раз превышающей наивысшую частоту усиливаемых сигналов.

Указанные свойства магнитного усилительного элемента делают его применение целесообразным в тех случаях,

когда наивысшая частота усиливаемых сигналов не превосходит нескольких десятков или сотен герц. При этом отпадает надобность в специальном источнике питания вы-

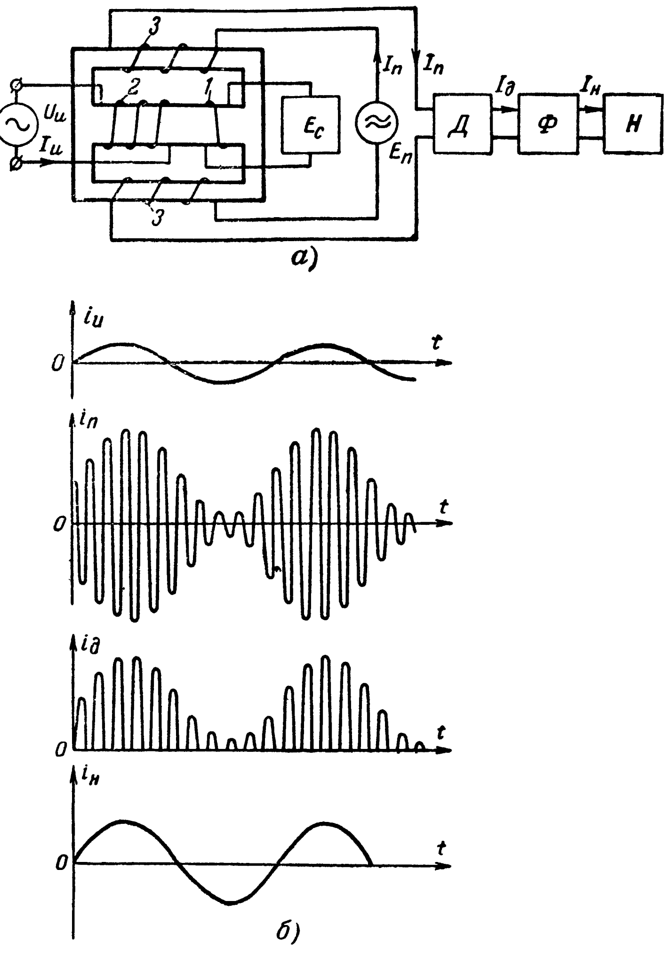


Рис. 1-4. Усиление электрических сигналов магнитным усилителем.

а — принципиальная схема; *б* — форма тока в различных местах схемы.

сокой частоты, так как для питания может быть использована непосредственно сеть переменного тока нормальной (50 *гц*) или повышенной частоты (400—2 000 *гц*). Поэтому магнитные усилители широко используются в схемах ста-

билизаторов тока и напряжения, в устройствах автоматического регулирования, управления и контроля современных судовых, авиационных, ракетных и артиллерийских механизмов и т. п., где частоты усиливаемых сигналов невелики.

Диэлектрический усилительный элемент представляет собой конденсатор из особого диэлектрического материала (например, титаната бария), диэлектрическая проницаемость которого сильно зависит от напряженности в нем электрического поля. Электрическая емкость такого «нелинейного» конденсатора зависит от приложенного к нему напряжения сигнала.

Используя вместо магнитного усилительного элемента нелинейные конденсаторы, можно усиливать электрические сигналы по принципу, показанному на рис. 1-4,*а*. Под воздействием напряжения усиливаемых сигналов нелинейные конденсаторы будут изменять свою емкость; это будет модулировать ток питания $I_п$, создаваемый источником питания. Выпрямив и отфильтровав модулированный ток и направив его в нагрузку, получим в последней усиленные сигналы.

Диэлектрические усилители имеют достоинства и недостатки, в основном аналогичные достоинствам и недостаткам магнитных усилителей. Однако питать их непосредственно от сети переменного тока не удается даже при малых частотах усиливаемых сигналов, так как это требует применения нелинейных конденсаторов очень больших емкостей, изготовление которых очень затруднительно. Поэтому диэлектрические усилители указанного типа пока почти не имеют практического применения.

Сверхпроводниковый усилительный элемент

Принцип действия сверхпроводникового усилительного элемента, называемого криотроном, основан на том, что увеличение напряженности магнитного поля понижает температуру, при которой имеет место переход некоторых веществ в состояние сверхпроводимости. При температуре немного ниже температуры перехода в сверхпроводящее состояние влияние магнитного поля определенной напряженности возвращает веществу его обычное сопротивление. Таким образом, изменяя напряженность магнитного поля, действующего на сверхпроводник, можно управлять его электрическим сопротивлением, что и осуществляется в криотроне.

В простейшем виде криотрон представляет собой тонкую проволочку из материала, обладающего сверхпроводимостью при низких температурах, на которую намотана управляющая обмотка из сверхпроводящего материала с более высокой температурой перехода в сверхпроводящее состояние (например, ниобия, всегда находящегося в состоянии сверхпроводимости при рабочей температуре криотрона). Охладив криотрон до температуры немного ниже температуры перехода основной проволочки в сверхпроводящее состояние и пропуская слабый ток сигнала через управляющую обмотку, можно посредством создаваемого этим током магнитного поля резко изменять сопротивление основного проводника и таким образом получать большие изменения тока в этом проводнике.

Достоинствами криотрона являются: очень малые размеры; простота конструкции; высокая надежность; значительно более низкий уровень шумов, чем у электронной лампы и транзистора; ничтожное потребление питающей энергии. К недостаткам можно отнести инерционность действия, превышающую инерционность электронной лампы, и необходимость применения холодильной установки, охлаждающей криотрон до температуры, близкой к абсолютному нулю.

Применение криотронов в экспериментальных счетно-решающих и вычислительных машинах, несмотря на присутствие холодильной установки, позволяет в десятки раз сократить объем машины и потребляемую ею мощность питания по сравнению с аналогичной машиной, использующей электронные лампы.

Глава вторая

ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ

2-1. ВЫХОДНЫЕ И ВХОДНЫЕ ДАННЫЕ

Свойства усилителя характеризуются его показателями, основными из которых являются: выходные и входные данные; коэффициент усиления и коэффициент полезного действия; частотная, фазовая и переходная характеристики; амплитудная характеристика, динамический диапазон и уровень собственных помех; нелинейные искажения.

К выходным данным относятся: номинальное (заданное техническими требованиями) выходное напряжение $U_{вых}$

или выходная мощность P_2, отдаваемые усилителем при работе на заданную нагрузку, а также выходное сопротивление усилителя $Z_{вых}$, характеризующее изменение напряжения сигнала на выходе усилителя при изменении сопротивления его нагрузки. Нагрузкой усилителя обычно является сопротивление, которое в рабочей полосе частот усилителя может считаться активным, или емкость C_2. Если нагрузкой служит активное сопротивление R_2, то выходное напряжение, ток и мощность связаны соотношением

$$U_{вых} = I_{вых} R_2;\ P_2 = I_{вых} U_{вых} = I^2_{вых} R_2 = \frac{U^2_{вых}}{R_2}. \qquad (2\text{-}1)$$

К входным данным относятся номинальное входное напряжение $U_{вх}$ или входной ток $I_{вх}$, при которых усилитель отдает заданное техническими требованиями выходное напряжение или мощность в нагрузку, и входное сопротивление усилителя $Z_{вх}$. Нередко в рабочей полосе частот входное сопротивление усилителя можно считать активным и равным $R_{вх}$; в этом случае входное напряжение, ток и входная мощность $P_{вх}$ связаны соотношениями:

$$U_{вх} = I_{вх} R_{вх};\ P_{вх} = I_{вх} U_{вх} = I^2_{вх} R_{вх} = \frac{U^2_{вх}}{R_{вх}}. \qquad (2\text{-}2)$$

К входным данным также можно отнести э. д. с. источника входного сигнала $U_и$ и его внутреннее сопротивление $R_и$.

2-2. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Коэффициентом усиления напряжения или просто коэффициентом усиления усилителя K называют отношение установившегося значения выходного напряжения сигнала $U_{вых}$ к входному напряжению сигнала $U_{вх}$:

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \qquad (2\text{-}3)$$

Коэффициент усиления, вычисленный по формуле (2-3), представляет собой отвлеченное число. Однако в связи с тем, что восприятие органов чувств человека подчиняется логарифмическому закону, на практике коэффициент усиления нередко выражают в логарифмических едини-

цах — децибелах. Коэффициент усиления, выраженный в децибелах, равен десятичному логарифму отношения выходного и входного напряжений, умноженному на двадцать:

$$K_{дб} = 20 \lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = 20 \lg K. \qquad (2\text{-}4)$$

Обратный переход от децибел к отвлеченному числу производится при помощи выражения

$$K = 10^{\frac{K_{дб}}{20}}. \qquad (2\text{-}5)$$

Так, например, если выходное напряжение усилителя равно 80 *в*, а его входное напряжение составляет 0,05 *в*, то его коэффициент усиления в относительных единицах равен 80/0,05 = 1 600, а коэффициент усиления в децибелах будет:

$$K_{дб} = 20 \lg \cdot 1\,600 = 20 \cdot 3,2 = 64 \text{ } дб.$$

Если, наоборот, известно, что коэффициент усиления в децибелах составляет 38 *дб*, то усилитель дает усиление напряжения сигнала в

$$K = 10^{\frac{38}{20}} = 10^{1,9} = 80 \text{ раз}.$$

Существуют также и другие логарифмические единицы, в которых выражают коэффициент усиления, — неперы. Для перевода коэффициента усиления из децибел в неперы число децибел следует разделить на 8,68, а при обратном переводе — умножить на это число.

Из-за присутствия в усилителе и его нагрузке емкостей и индуктивностей фаза выходного напряжения не совпадает с фазой входного. Поэтому, строго говоря, коэффициент усиления представляет собой комплексную величину $\dot{K} = a + jb$, модуль которой $K = \sqrt{a^2 + b^2}$ определяет величину усиления, а аргумент $\varphi = \operatorname{arc\,tg} b/a$ — угол сдвига фазы между выходным и входным напряжениями усилителя.

В усилительной технике также используют коэффициент усиления тока $K_т$, представляющий собой отношение выходного тока усилителя $I_{вых}$ к его входному току $I_{вх}$, и коэффициент усиления мощности $K_м$, равный отношению выходной мощности усилителя P_2 к его входной мощности $P_{вх}$. Коэффициенты усиления тока и мощности также могут быть выражены в логарифмических единицах.

Коэффициент полезного действия усилителя (к. п. д.) $\eta_{ус}$ представляет собой отношение мощности сигнала P_2,

отдаваемой усилителем в нагрузку, к суммарной мощности, потребляемой им от источников питания $P_{пит}$:

$$\eta_{ус}=\frac{P_2}{P_{пит}}. \qquad (2\text{-}6)$$

Для усилителей большой мощности к. п. д. является одним из важнейших показателей.

2-3. ЧАСТОТНАЯ, ФАЗОВАЯ И ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Так как коэффициент усиления усилителя при изменении частоты сигнала изменяется как по модулю, так и по фазе, отдельные гармонические составляющие подаваемого на вход усилителя сложного периодического колебания усиливаются им неодинаково и сдвигаются на различное время; обе эти причины приводят к искажению формы выходного сигнала.

Искажения формы выходного сигнала, вызываемые неодинаковым усилением различных частот, называют **частотными искажениями**; искажения формы выходного сигнала, вызываемые сдвигом фазы, вносимым усилителем, называют **фазовыми искажениями**. Как частотные, так и фазовые искажения обусловлены линейными элементами схемы усилителя, т. е. элементами, подчиняющимися закону Ома; поэтому они являются **линейными искажениями**.

Частотные искажения, вносимые усилителем, оценивают по его **частотной характеристике**, представляющей собой зависимость модуля коэффициента усиления от частоты. Частотную характеристику строят в прямоугольных координатах, откладывая по вертикальной оси в линейном масштабе коэффициент усиления в относительных или логарифмических единицах, а по горизонтальной оси — частоту f в герцах (или круговую частоту $\omega=2\pi f$) в логарифмическом масштабе (рис. 2-1,*а*). В экспериментально снятых частотных характеристиках по вертикальной оси вместо коэффициента усиления нередко откладывают выходное напряжение усилителя, имеющее место при подаче на вход постоянного по величине входного напряжения $U_{вх}=\text{const}$ различных частот.

Частотные искажения, вносимые усилителем на какой-либо частоте, оценивают при помощи относительного усиления Y на этой частоте, представляющего собой отноше-

ние коэффициента усиления K_i на данной частоте к коэффициенту усиления в области средних частот $K_{ср}$; частотные искажения могут быть выражены как в относительных, так и в логарифмических единицах. Перевод Y из от-

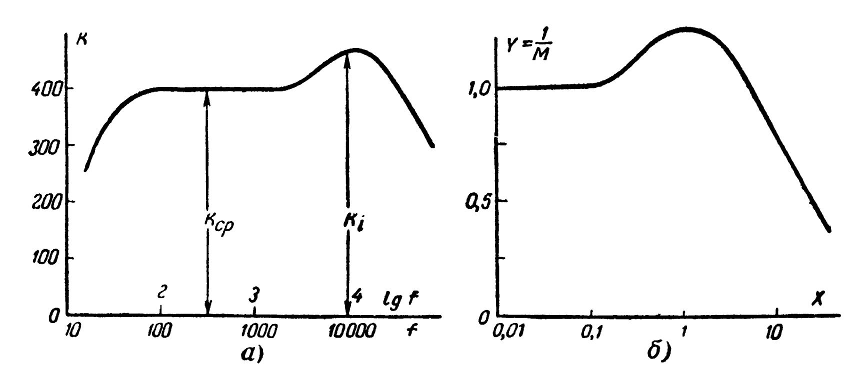


Рис. 2-1. Частотные характеристики усилителя.
а — обычная; *б* — нормированная.

носительных единиц в децибелы и обратно производится по выражениям:

$$Y = \frac{K_i}{K_{ср}}; \quad Y_{дб} = 20 \lg Y; \quad Y = 10^{\frac{Y_{дб}}{20}}. \qquad (2\text{-}7)$$

Значение Y, в относительных единицах равное единице, а в децибелах равное нулю, соответствует отсутствию частотных искажений.

Удобством логарифмических единиц для измерения коэффициента усиления и частотных искажений является то, что при их использовании для определения коэффициента усиления или коэффициента частотных искажений многокаскадного усилителя коэффициенты усиления или коэффициенты частотных искажений отдельных каскадов не перемножают, как это приходится делать при использовании относительных единиц, а складывают (см. § 9-2).

В расчетных формулах вместо относительного усиления Y удобнее применять обратную величину, называемую коэффициентом частотных искажений и обозначаемую через M:

$$M = \frac{1}{Y} = \frac{K_{ср}}{K_i}. \qquad (2\text{-}8)$$

Допустимая величина частотных искажений зависит от назначения усилителя и изменяется в широких пределах. Например, для усилителей сигналов речи и музыки в рабочей полосе частот допускают частотные искажения от 1 до 6 *дб* в зависимости от качества усилителя и его назначения. Для усилителей измерительных приборов допустимые искажения определяются требуемой точностью измерения и могут составлять десятые и даже сотые доли децибела.

Для практических расчетов удобны нормированные частотные характеристики (рис. 2-1,*б*), в которых по верти-

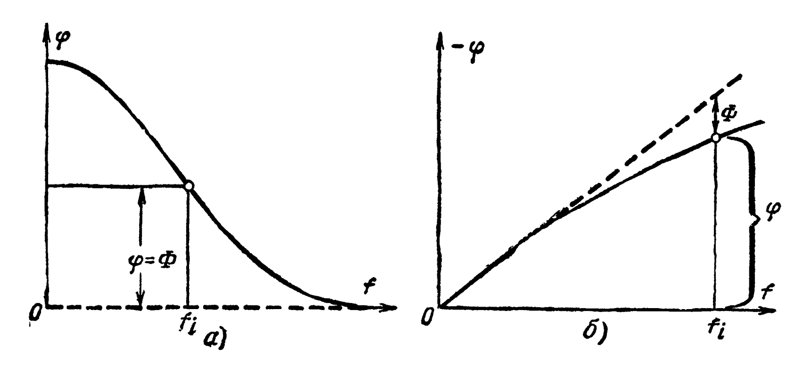


Рис. 2-2. Фазовые характеристики усилителя.
а — для нижних частот; *б* — для верхних частот.

кальной оси откладывают относительное усиление Y в линейном масштабе, а по горизонтальной — безразмерную величину X, пропорциональную частоте и связанную с электрическими данными схемы (нормированную частоту).

Вносимые усилителем фазовые искажения оценивают по его фазовой характеристике, представляющей собой зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным напряжениями усилителя от частоты. Для удобства оценки фазовых искажений в области нижних частот и в области верхних частот фазовую характеристику усилителя строят отдельно для нижних и верхних частот (сплошные линии на рис. 2-2,*а* и *б*). По вертикальной оси здесь откладывают угол сдвига фазы φ между выходным и входным напряжением в градусах, а по горизонтальной — частоту f в герцах или круговую частоту ω. Масштаб по обеим осям берут линейный.

Если фазовая характеристика усилителя прямолинейна и проходит через начало координат, то усилитель не вносит фазовых искажений, так как при этом все гармонические составляющие сложного сигнала сдвигаются усилителем на одно и то же время, и форма выходного сигнала не отличается от формы входного. Поэтому вносимые усилителем на какой-либо частоте f_i фазовые искажения оценивают по величине угла между проходящей через начало координат касательной к фазовой характеристике (штриховые прямые на рис. 2-2,*а* и *б*) и фазовой характеристикой. В области верхних частот фазовые искажения Φ оказываются много меньше угла сдвига фазы φ, вносимого усилителем (рис. 2-2,*б*); в области нижних частот фазовые искажения Φ равны углу сдвига фазы φ (рис. 2-2,*а*).

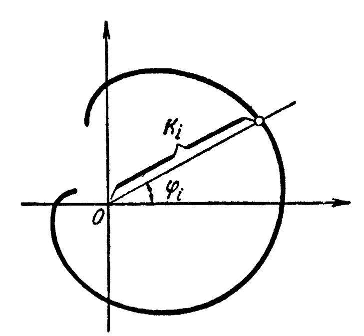


Рис. 2-3. Частотно-фазовая характеристика.

Исследования показали, что ухо человека практически не ощущает сдвиг фазы гармонических составляющих сложного периодического сигнала, несмотря на то, что при этом искажается его форма. Поэтому в усилителях звуковых сигналов (речи и музыки) фазовые искажения обычно не ограничивают. В усилителях для электронных осциллоскопов фазовые искажения приводят к отличию изображения на экране от действительной формы сигнала. Сдвиг фазы основной частоты сложного колебания на 7—10° заметно искажает форму колебания, вследствие чего в усилителях высококачественных осциллоскопов в области нижних частот допускают фазовые искажения не больше 3—5°. Фазовые искажения в области верхних частот меньше отражаются на форме выходного сигнала и в указанных усилителях допускаются до 20—30°.

В некоторых случаях удобной оказывается **частотно-фазовая характеристика** (рис. 2-3), объединяющая в себе как частотную, так и фазовую характеристики усилителя. Точки этой характеристики откладывают так: через начало координат *0* под углом φ_i, равным углу сдвига фазы, вносимому усилителем на той частоте, для которой откладывают данную точку, проводят прямую. На этой

прямой в масштабе горизонтальной оси откладывают от точки *0* значение коэффициента усиления K_i для данной частоты; точка, соответствующая концу отрезка, и является точкой частотно-фазовой характеристики для данной частоты. Отложив таким образом ряд точек частотно-фазовой характеристики для других значений частоты, соединяют отложенные точки плавной линией, которая и представляет собой частотно-фазовую характеристику. Положительные значения угла φ откладывают от горизонтальной оси против часовой стрелки, а отрицательные — по часовой стрелке.

В усилителях импульсных сигналов для оценки искажений усиливаемых импульсов используют переходную характеристику, представляющую собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения $u_{вых}$ от времени t, имеющую место при подаче на вход усилителя мгновенного скачка напряжения (рис. 2-4,*а*). Для практических расчетов удобны нормированные переходные характеристики, в которых по вертикальной оси откладывают отношение y мгновенного значения выходного напряжения к его значению по окончании процесса установления фронта импульса, а по горизонтальной оси — безразмерную величину x, пропорциональную времени (нормированное время).

Из-за присутствия в усилителе емкостей и индуктивностей закон изменения его выходного напряжения отличается от подаваемого на вход прямоугольного скачка, а поэтому при усилении импульсов усилитель искажает их форму. Эти искажения называют переходными искажениями. Переходные искажения делятся на три основных вида: наклон фронта импульса, выброс фронта и искажения плоской вершины. Так же как частотные и фазовые искажения, они являются линейными искажениями.

Для удобства оценки переходных искажений и упрощения расчетов переходную характеристику рассматривают в двух масштабах времени: в сильно растянутом (переходная характеристика в области малых времен, рис. 2-4,*б*), и в сильно сжатом (переходная характеристика в области больших времен, рис. 2-4,*в*, *г*).

Наклон фронта импульса оценивают временем установления $t_у$, выражаемым обычно в микросекундах и представляющим собой время, в течение которого ордината переходной характеристики в области малых

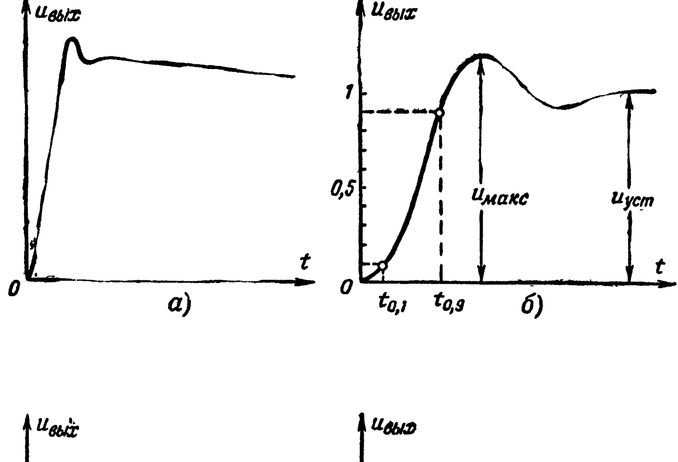
времен нарастает от 0,1 до 0,9 своего установившегося значения (рис. 2-4,*б*):

$$t_{у} = t_{0,9} - t_{0,1}. \tag{2-9}$$

Выброс фронта δ оценивают в относительных (безразмерных) единицах или процентах как отношение разности максимальной $u_{макс}$ и полученной после установления фронта $u_{уст}$ ординат переходной характеристики в области малых времен к $u_{уст}$ (рис. 2-4,*б*):

$$\delta = \frac{u_{макс} - u_{уст}}{u_{уст}} = \frac{u_{макс}}{u_{уст}} - 1; \quad \delta_{\%} = 100\delta. \tag{2-10}$$

Искажения плоской вершины Δ оценивают также в относительных единицах или процентах как отношение раз-



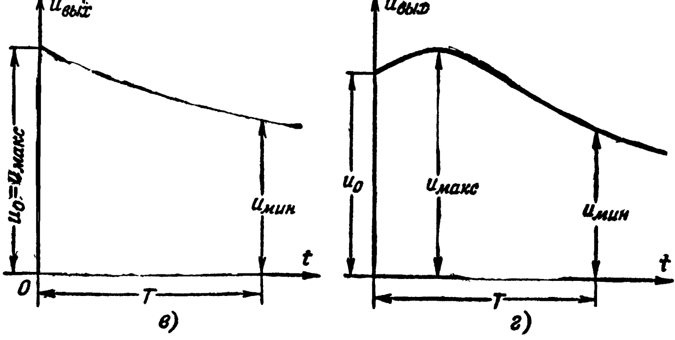


Рис. 2-4. Переходные характеристики.

а — общая; *б* — в области малых времен; *в* и *г* — в области больших времен

ности максимальной $u_{\text{макс}}$ и минимальной $u_{\text{мин}}$ ординат переходной характеристики в области больших времен за время действия импульса T к начальной ординате u_0 (рис. 2-4,*г*):

$$\Delta = \frac{u_{\text{макс}} - u_{\text{мин}}}{u_0}; \quad \Delta_{\%} = 100\Delta. \tag{2-11}$$

При монотонно падающей переходной характеристике в области больших времен (рис. 2-4,*в*) искажения плоской вершины Δ называют спадом вершины или просто спадом и оценивают их также по формуле (2-11), заменив в ней $u_{\text{макс}}$ на u_0.

2-4. АМПЛИТУДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА, ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН И ПОМЕХИ

Амплитудная характеристика усилителя представляет собой зависимость установившегося значения выходного напряжения от входного. В рабочей области входных напряжений она обычно прямолинейна, а при входных напряжениях, превышающих расчетные, искривляется из-за перегрузки усилительных элементов. При очень малых входных напряжениях она отклоняется от прямой, проходящей через начало координат (рис. 2-5), вследствие наличия собственных помех усилителя, из-за которых при отсутствии входного напряжения напряжение на выходе оказывается равным не нулю, а напряжению собственных помех усилителя $U_{\text{п}}$.

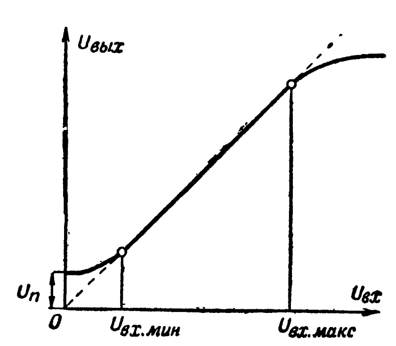


Рис. 2-5. Амплитудная характеристика.

Электродвижущая сила сигнала, подаваемого на вход усилителя, обычно не является неизменной, а меняется от наименьшей расчетной величины $U_{\text{и. мин}}$ до наибольшей $U_{\text{и. макс}}$. Отношение наибольшей расчетной э. д. с. сигнала к наименьшей называют **динамическим диапазоном сигнала** $Д_{\text{с}}$:

$$Д_{\text{с}} = \frac{U_{\text{и.макс}}}{U_{\text{и.мин}}}; \quad Д_{\text{с}\,(дб)} = 20 \lg \frac{U_{\text{и.макс}}}{U_{\text{и.мин}}}. \tag{2-12}$$

Из амплитудной характеристики видно, что усилитель может усиливать напряжение сигнала не меньше $U_{вх. мин}$, так как меньшее напряжение будет забиваться собственными помехами усилителя, и не больше $U_{вх. макс}$, так как при большем напряжении нарушится пропорциональность между входным и выходным напряжениями и усилитель начнет сильно искажать форму подаваемых на него сигналов. Отношение максимального входного напряжения усилителя к минимальному называют динамическим диапазоном усилителя $Д_у$:

$$Д_у = \frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.мин}}; \quad Д_{у\,(дб)} = 20 \lg \frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.мин}}. \qquad (2\text{-}13)$$

Для того чтобы усилитель мог усиливать без чрезмерных искажений как минимальный сигнал, так и максимальный, динамический диапазон усилителя должен быть равен или больше динамического диапазона сигнала. В тех случаях, когда это условие выполнить не удается, диапазон сигнала сжимают при помощи ручной или автоматической регулировки усиления.

Собственные помехи усилителя имеют несколько основных составляющих: наводки и фон; тепловые шумы, шумы усилительных элементов, помехи от микрофонного эффекта.

Наводками называют посторонние напряжения, наводимые на цепи усилителя соседними электрическими приборами, усилителями, электродвигателями и т. д. Устранение наводок достигается экранированием усилителя и его цепей и применением развязывающих фильтров в цепях питания.

Фоном называют периодическое напряжение в выходной цепи с частотами, кратными частоте сети переменного тока, питающей усилитель. Основными причинами появления фона являются: недостаточное сглаживание выпрямленного напряжения, питающего усилитель; питание накала электронных ламп переменным током; наведение переменной э. д. с. в цепях усилителя электрическими и магнитными полями трансформаторов и проводов питания и соседних приборов. Для устранения фона улучшают сглаживание напряжения источников питания, используют специальные лампы и схемы включения при питании накала переменным током, удаляют и экранируют от источников фона опасные в отношении наводок цепи усилителя, при-

меняют отрицательную обратную связь, о чем сказано в гл. 7.

Помехи от микрофонного эффекта обусловлены тем, что некоторые усилительные элементы (например, электронные лампы) и другие детали усилителя дают на выходе постороннее напряжение при воздействии на них толчков, ударов и вибраций. Для устранения помех от микрофонного эффекта применяют в первых каскадах усиления усилительные элементы с слабым микрофонным эффектом, а также амортизируют их. Очень сильным микрофонным эффектом обладают экономичные электронные лампы прямого накала; подогревные лампы, в особенности лампы с жестким креплением электродов, имеют слабый микрофонный эффект. Хорошо сконструированные транзисторы плоскостного типа практически не имеют микрофонного эффекта.

Напряжением тепловых или термических шумов называют непериодическое, беспорядочно изменяющееся напряжение, возникающее на концах любого проводника, цепи, элемента схемы вследствие беспорядочного теплового движения в них электронов. Это напряжение зависит от сопротивления цепи, полосы пропускаемых ею частот и температуры. При комнатной температуре (порядка 20° С) напряжение тепловых шумов любой цепи $U_{т.ш}$ в микровольтах с достаточной для практики точностью можно найти по формуле

$$U_{т.ш}=0{,}13\sqrt{(f_в-f_н)R}, \qquad (2\text{-}14)$$

где $f_в$ и $f_н$ — высшая и низшая частоты, пропускаемые цепью, *кгц*;

R — активная составляющая сопротивления цепи в полосе частот от $f_н$ до $f_в$, *ком*.

Все цепи усилителя создают напряжение тепловых шумов; однако напряжение тепловых шумов на выходе усилителя обычно определяется напряжением тепловых шумов его входной цепи, так как напряжение тепловых шумов других цепей усиливается меньше.

Ввиду того что напряжение тепловых шумов на выходе усилителя зависит от его полосы пропускания, а не от полосы пропускания входной цепи, напряжение тепловых шумов усилителя, приведенное к его входу, вычисляют по формуле (2-14), подставляя в нее в качестве $f_в$ и $f_н$ высшую и низшую рабочие частоты усилителя, а в качестве R — активную составляющую сопротивления входной цепи в области средних рабочих частот.

Например, если высшая и низшая рабочие частоты усилителя равны 10 000 и 50 *гц*, а $R=600$ *ом*, то напряжение тепловых шумов усилителя, приведенное к его входной цепи, составит:

$$U_{т\,ш} = 0,13\sqrt{(10-0,05)\,0,6} \approx 0,32 \text{ мкв}.$$

Напряжением шумов усилительных элементов называют также непериодическое, беспорядочно изменяющееся напряжение, имеющееся в выходной цепи всякого усилительного элемента. Оно имеет несколько составляющих, вызываемых различными причинами. Основной, наиболее важной составляющей этого напряжения является напряжение дробового эффекта, обусловленное физикой процессов прохождения электрического тока через усилительный элемент.

Напряжение шумов электронной лампы (в микровольтах), приведенное к ее управляющей сетке, удобно вычислять по формуле, аналогичной (2-14):

$$U_{л.ш} = 0,13\sqrt{(f_в - f_н)\,R_{л.ш}}\,, \tag{2-15}$$

где $R_{л.ш}$ — шумовое сопротивление лампы, *ком*;
$f_в$ и $f_н$ — высшая и низшая рабочие частоты, *кгц*.

Величина $R_{л.ш}$ (в килоомах) для любого типа лампы может быть найдена экспериментально или рассчитана по следующей приближенной формуле:

$$R_{л.ш} \approx \frac{3}{S} + \frac{20 I_{a0} I_{э0}}{S^2 (I_{a0} + I_{э0})}\,, \tag{2-16}$$

где S — крутизна характеристики анодного тока лампы в рабочем режиме, *ма/в*;
I_{a0} и $I_{э0}$ — постоянная составляющая анодного тока и тока экранирующей сетки лампы в рабочем режиме, *ма*.

Для трехэлектродной лампы (триода) $I_{э0}=0$ и $R_{л.ш} \approx 3/S$.

Например, шумовое сопротивление пентода типа 6Ж1П в рабочем режиме при $S=5$ *ма/в*, $I_{a0}=7$ *ма* и $I_{э0}=2$ *ма* составит:

$$R_{л.ш} \approx \frac{3}{5} + \frac{20 \cdot 7 \cdot 2}{5^2 (7+2)} = 1,85 \text{ ком}.$$

Напряжение шумов транзистора сильно зависит от типа транзистора и режима его работы. Для транзистора ма-

лой мощности плоскостного типа наименьшее напряжение шумов имеет место при токе коллектора порядка 0,1—0,3 *ма*, напряжении на коллекторе порядка 0,5—3 *в* и сопротивлении источника сигнала порядка 300—1 000 *ом*. В этих условиях напряжение шумов специальных малошумящих плоскостных транзисторов (например, П6Д, П13Б и др.), приведенное ко входу усилителя, того же порядка, что и напряжение шумов электронной лампы. Напряжение шумов транзисторов точечного типа во много раз выше.

Уровень шумов транзистора обычно оценивают **коэффициентом шума**, выражаемым в децибелах и показывающим, на сколько децибел включенный в цепь транзистор повышает уровень шумов по сравнению с тепловыми шумами цепи.

Полное напряжение шумов $U_{ш}$, приведенное к входу усилителя и обусловленное тепловыми шумами и шумами усилительных элементов, приближенно определяется выражением

$$U_{ш} \approx \sqrt{U^2_{т.ш} + U^2_{у.ш}}, \qquad (2\text{-}17)$$

где $U_{у.ш}$ — напряжение шумов первого усилительного элемента, приведенное к его входной цепи.

Для усилителя с электронной лампой на входе напряжение $U_{у.ш}$ равно напряжению $U_{л.ш}$ входной лампы, находимому по формуле (2-15).

2-5. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейными искажениями называют искажения формы выходного сигнала, обусловленные нелинейностью элементов схемы усилителя. Основная причина появления нелинейных искажений в усилителе — нелинейность входных и выходных характеристик усилительных элементов. Значительные нелинейные искажения могут вносить и трансформаторы усилителя вследствие нелинейности характеристики намагничивания материала их сердечников.

Чем больше нелинейность усилителя, тем сильнее искажается им синусоидальный сигнал, поданный на вход, и тем больше относительная амплитуда высших гармоник в выходном сигнале. Поэтому нелинейные искажения в усилителях гармонических сигналов обычно оценивают величиной коэффициента гармоник $k_г$, представляющего собой

отношение действующего значения появившихся в выходном сигнале высших гармоник тока или напряжения к току или напряжению первой гармоники при сопротивлении нагрузки усилителя, не зависящем от частоты, и подаче на вход синусоидального сигнала:

$$k_г = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \ldots}}{I_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \ldots}}{U_1};$$

$$k_{г\%} = 100 k_г; \qquad (2\text{-}18)$$

здесь I_1, I_2, I_3 и т. д. — действующие или амплитудные значения первой, второй, третьей и т. д. гармоник тока на выходе, а U_1, U_2, U_3 и т. д. — действующие или амплитудные значения первой, второй, третьей и т. д. гармоник напряжения на выходе.

Коэффициентом второй, третьей и т. д. гармоник называют отношение тока или напряжения данной гармоники к току или напряжению основной частоты:

$$k_{г2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_1}; \quad k_{г3} = \frac{I_3}{I_1} = \frac{U_3}{U_1} \text{ и т. д.} \qquad (2\text{-}19)$$

Нетрудно выразить полный коэффициент гармоник $k_г$ через коэффициенты гармоник по отдельным гармоникам:

$$k_г = \sqrt{k_{г2}^2 + k_{г3}^2 + k_{г4}^2 + \ldots}. \qquad (2\text{-}20)$$

Допустимая величина коэффициента гармоник определяется назначением усилителя. В усилителях для высококачественного воспроизведения речи и музыки допускают $k_г$ порядка 1—2%, а в усилителях среднего качества для воспроизведения речи и музыки 5—7%. В усилителях многоканальной связи для устранения перекрестных искажений между каналами значение $k_г$ допускают порядка 0,1% и ниже.

В рабочих условиях на вход усилителя гармонических сигналов приходит сложный сигнал, состоящий из ряда гармонических составляющих. При этом нелинейность усилителя вызывает появление на выходе, кроме высших гармоник, еще и так называемых комбинационных частот, равных различным комбинациям суммы и разности пришедших на вход частот. Комбинационные частоты могут быть не кратны частотам, содержащимся в входном сигнале, и ухудшают качество звуковой передачи значительно сильнее, чем высшие гармоники. По-

этому оценку качества звуковых усилителей иногда производят по амплитуде комбинационной (суммарной или разностной) частоты, появляющейся на выходе усилителя при подаче на его вход гармонического колебания, состоящего из двух не кратных между собой частот.

В усилителях импульсных сигналов нелинейность усилителя сказывается меньше, чем в усилителях гармонических сигналов. При усилении прямоугольных импульсов неизменной амплитуды она практически не изменяет форму импульса, а поэтому обычно и не ограничивается. При усилении импульсов различной амплитуды она изменяет соотношение амплитуд импульсов в выходной цепи, а при усилении импульсов с наклонными краями искривляет края.

Глава третья

СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

3-1. БЛОК-СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ

Обычно усиление, даваемое одним каскадом, оказывается недостаточным, а поэтому усилитель собирают из нескольких каскадов, передавая усиленный сигнал с предыдущего каскада на следующий.

Для наглядного изображения устройства усилителя пользуются блок-схемой, на которой прямоугольника-

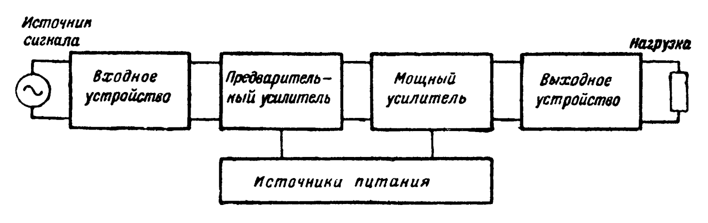


Рис. 3-1. Блок-схема усилителя.

ми с вписанными в них обозначениями изображают основные части усилителя. Такими частями являются: входное и выходное устройства, предварительный усилитель, мощный усилитель (рис. 3-1).

В х о д н о е у с т р о й с т в о применяют для разделения постоянных составляющих тока или напряжения источника сигнала и входной цепи первого усилительного элемента,

симметрирования[1] входной цепи усилителя, согласования[2] входного сопротивления усилителя с выходным сопротивлением источника сигнала, повышения напряжения сигнала. Иногда входное устройство также содержит регулятор

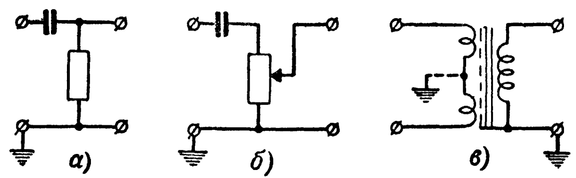


Рис. 3-2. Схемы входных устройств.
а — для отделения постоянной составляющей; *б* — то же с регулятором усиления; *в* — для согласования сопротивлений и симметрирования.

усиления (рис. 3-2). Если указанные задачи не ставятся, то источник сигнала подключают к первому усилительному элементу непосредственно, без входного устройства.

Выходное устройство применяют для разделения постоянных составляющих тока и напряжения выходной цепи последнего усилительного элемента и нагрузки усилителя, симметрирования выходной цепи усилителя, создания последнему усилительному элементу нужного сопротивления нагрузки, согласования выходного сопротивления усилителя с сопротивлением нагрузки (рис. 3-3). Если указанные задачи не ставятся, то нагрузку включают непосредственно в выходную цепь последнего усилительного элемента без выходного устройства.

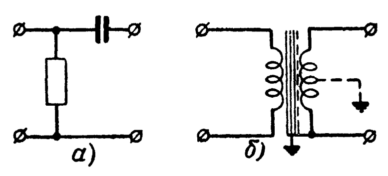


Рис. 3-3. Схемы выходных устройств
а — для отделения постоянной составляющей; *б* — для создания нужного сопротивления нагрузки, согласования сопротивлений и симметрирования.

---

[1] Симметрированием цепи называют превращение ее из несимметричной, имеющей один заземленный провод, в симметричную, оба провода которой не заземлены и несут равные и противоположные по отношению к земле напряжения сигнала. Симметрирование позволяет сильно уменьшить влияние на цепь посторонних источников помех и широко используется в линиях связи.

[2] Согласованием двух соединяемых цепей называют приведение входного сопротивления второй цепи к равенству выходному сопротивлению первой Согласование устраняет отражение сигнала в месте соединения цепей, могущее вызвать появление дополнительных частотных, фазовых и переходных искажений.

Предварительный усилитель состоит из одного или нескольких каскадов предварительного усиления, назначением которых является усиление напряжения, тока или мощности сигнала до величины, необходимой для подачи на вход мощного усилителя. Основным требованием, предъявляемым к каждому каскаду предварительного усиления, является возможно большее усиление напряжения, тока или мощности сигнала, так как при этом количество каскадов будет наименьшим, а усилитель — наиболее простым и дешевым. Это требование определяет выбор типа усилительных элементов для каскадов предварительного усиления и выбор режима их работы. Если источник сигнала дает достаточную для подачи на вход мощного усилителя мощность сигнала, предварительный усилитель не нужен.

Мощный усилитель состоит из одного или нескольких каскадов мощного усиления. Назначение мощного усилителя—отдача в нагрузку заданной мощности усиленного сигнала. Основным требованием, предъявляемым к каскадам мощного усиления и определяющим выбор типа усилительных элементов и режима их работы, является отдача заданной величины мощности. При большой выходной мощности усилителя входная цепь его последнего каскада потребляет значительную мощность, которую должен отдать предыдущий каскад, также являющийся каскадом мощного усиления. Поэтому усилители большой мощности могут иметь несколько каскадов мощного усиления. Если нагрузкой усилителя является емкость небольшой величины (например, управляющий электрод кинескопа, отклоняющие пластины осциллоскопической электронно-лучевой трубки и т. д.), то на нагрузке требуется обеспечить лишь напряжение сигнала заданной величины. В этом случае мощный усилитель не нужен и последний каскад усилителя будет каскадом предварительного усиления.

3-2. СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Для усиления электрических сигналов усилительным элементом источник сигнала нужно включить в цепь его управляющего электрода, а нагрузку — в цепь управляемого.

У электронной лампы управляющим электродом является управляющая сетка, а управляемым — анод; для нее возможны три способа включения, при которых будет иметь место усиление сигнала:

1. Источник сигнала включают в провод управляющей сетки, а нагрузку в провод анода (рис. 3-4,*а*). Общий провод входной и выходной цепей, обычно присоединяемый к точке нулевого потенциала схемы («заземляемый»), при этом соединен с катодом. Отсюда такой способ включения электронной лампы называют **включением с общим катодом**.

2. Источник сигнала включают в провод управляющей сетки, а нагрузку в провод катода (рис. 3-4,*б*) Общий про-

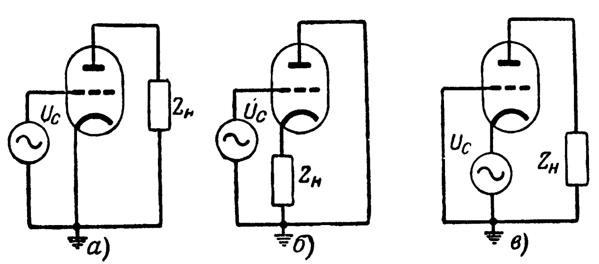


Рис 3-4 Способы включения электронной лампы.
а — с общим катодом; *б* — с общим анодом; *в* — с общей сеткой.

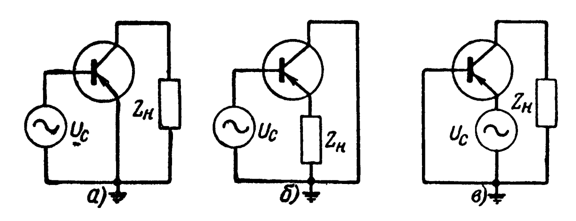


Рис. 3-5. Способы включения транзистора.
а — с общим эмиттером; *б* — с общим коллектором; *в* — с общей базой.

вод при этом соединен с анодом, откуда этот способ включения называют **включением с общим анодом** (катодный повторитель).

3. Источник сигнала включают в провод катода, а нагрузку в провод анода (рис. 3-4,*в*). Общий провод входной и выходной цепей при этом соединен с управляющей сеткой, откуда такой способ включения называют **включением с общей сеткой**.

У транзистора управляющим электродом является база, а управляемым — коллектор. Отсюда возможные способы включения транзистора таковы:

1. **С общим эмиттером** (рис. 3-5,*а*), где источник сигнала включен в провод базы, нагрузка в провод

коллектора, а эмиттер соединен с общим проводом. Этот способ включения аналогичен включению лампы с общим катодом.

2. С общим коллектором (эмиттерный повторитель, рис. 3-5,*б*), где источник сигнала включен в провод базы, нагрузка в провод эмиттера, а коллектор соединен с общим проводом. Такой способ включения аналогичен включению лампы с общим анодом.

3. С общей базой (рис. 3-5,*в*), где источник сигнала включен в провод эмиттера, нагрузка в провод коллектора, а база соединена с общим проводом. Такое включение аналогично включению лампы с общей сеткой.

3-3. СХЕМЫ ЦЕПЕЙ ПИТАНИЯ

Питание цепей накала электронных ламп

При питании цепей накала от химических источников тока (гальванических элементов, аккумуляторов) применяют как параллельное включение нитей накала отдельных ламп, так и последовательное (рис. 3-6). Напряжение накала небольших усилителей, питаемых от гальванических элементов, обычно не регулируется и не контролируется. При последовательном включении нитей накала и питании от аккумулятора для стабилизации режима цепи накала в нее иногда последовательно включают бареттер *Б* (рис. 3-6,*б*). Вследствие высокой стоимости электрической энергии химических источников тока при питании от них накала используют лампы прямого накала как более экономичные.

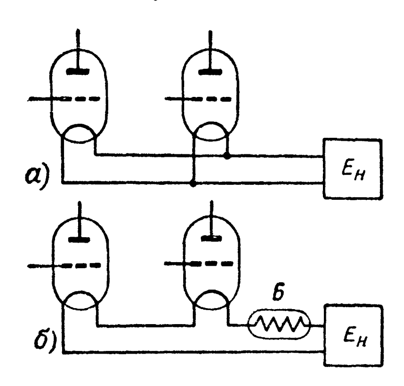


Рис. 3-6. Питание цепей накала ламп прямого накала.
а — параллельное; *б* — последовательное.

При питании цепей накала от переменного тока обычно используют подогревные лампы, так как маломощные лампы прямого накала при этом дают сильный фон. Лишь мощные лампы прямого накала при использовании специальных мер для уменьшения фона (вывод средней точки обмотки накала, питание накала двухфазным или трехфаз-

ным током, применение отрицательной обратной связи) допускают питание цепи накала переменным током.

При питании накала подогревных ламп переменным током нити накала обычно включают параллельно. В усилителях с малым коэффициентом усиления один вывод от нити накала и катод лампы нередко соединяют с металлическим корпусом (шасси) усилителя, который используется в качестве второго провода цепи накала (рис. 3-7,*а*).

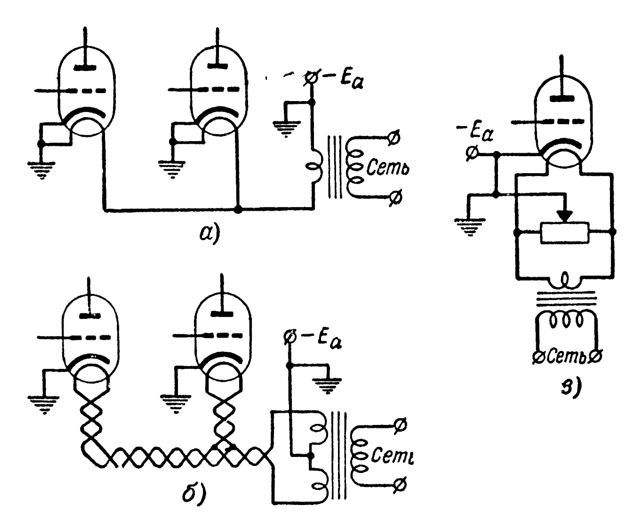


Рис. 3-7. Питание цепей накала подогревных ламп переменным током.

а — однопроводная схема; *б* — двухпроводная схема с средней точкой; *в* — схема с регулируемой средней точкой.

В усилителях с большим усилением (в тысячи и более раз) такая схема непригодна, так как в этих условиях она дает сильный фон. Здесь следует использовать двухпроводную схему питания накала с средней точкой обмотки накала или искусственной средней точкой цепи накала, к которой присоединяют катоды ламп и отрицательный полюс источника анодного питания (рис. 3-7,*б*). Оба проводника цепи накала свивают вместе для компенсации излучаемых ими электрических и магнитных полей.

Еще сильнее можно снизить фон применением для первой лампы отдельной обмотки накала с регулируемой искусственной средней точкой (рис. 3-7,*в*). Для этого берут переменное сопротивление в несколько десятков или сотен

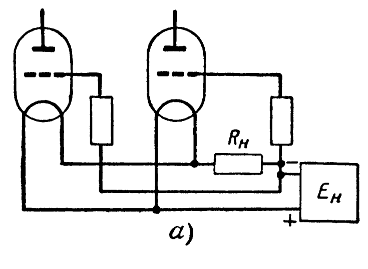
ом; положение его ползунка, соответствующее минимуму фона, подбирается для данного экземпляра лампы при работе усилителя без входного сигнала. Дальнейшее уменьшение фона может быть получено подачей на нить накала лампы относительно ее катода положительного потенциала в 10—30 *в*. При хорошей конструкции катода указанные способы позволяют снизить напряжение фона от цепи накала, приведенное к управляющей сетке лампы, до нескольких микровольт. Если и такое напряжение фона недопустимо, то накал подогревной лампы питают хорошо сглаженным выпрямленным током.

Питание цепей управляющих сеток

Для повышения входного сопротивления лампы и устранения нелинейных искажений от токов управляющей сетки [1] на последнюю обычно подают отрицательное напряжение относительно катода (отрицательное смещение).

При питании накала от постоянного тока и параллельном соединении нитей накала отрицательное смещение можно снимать с включенного последовательно в цепь накала сопротивления $R_н$ (рис. 3-8,*а*). При питании от постоянного тока и последовательном соединении нитей накала смещение можно снимать с нити накала соседних ламп и с включенного в цепь накала сопротивления (рис. 3-8,*б*).

Удобным и очень распространенным способом подачи смещения на управляющую сетку является подача смещения за счет катодного тока ламп. Этот способ применим при питании накала как постоянным, так и переменным током и является особенно



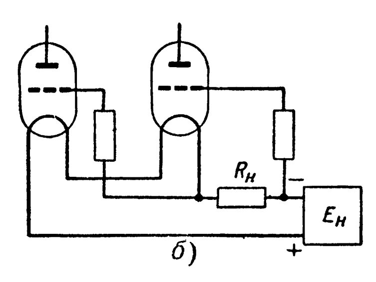


Рис. 3-8. Подача отрицательного смещения на управляющую сетку от цепи накала при питании накала ламп постоянным током

а—при параллельном, *б*—при последовательном включении нитей накала.

[1] Причина появления нелинейных искажений от сеточных токов пояснена на стр. 208—209.

удобным при подогревных лампах. Он состоит в том, что между катодом лампы (или нескольких ламп) и отрицательным полюсом источника анодного питания включают сопротивление $R_к$ (рис. 3-9), падение напряжения на котором от катодного тока используют как напряжение смещения. Такой способ подачи смещения называют **катодным смещением**, а сопротивление $R_к$ называют **сопротивлением катодного смещения**.

Если сопротивление $R_к$ включено в общий катодный провод нескольких ламп, то схему называют **схемой группового катодного смещения**. В этом случае, сделав от сопротивления $R_к$ отводы, можно снимать с него различные напряжения смещения для отдельных каскадов (рис. 3-9,*а*). Необходимая величина сопротивления группового катодного смещения определяется наибольшей необходимой величиной отрицательного смещения $U_{c\,0макс}$ и средним значением тока в общем катодном проводе I_0, представляющим собой сумму средних значений анодных токов и токов экранирующих сеток взятой группы ламп:

$$R_к = \frac{U_{c\,0макс}}{I_0}. \qquad (3\text{-}1)$$

Схема группового катодного смещения пригодна как для подогревных ламп, так и для ламп прямого накала. Ее большим недостатком является паразитная связь между обслуживаемыми ею каскадами через общее для всех них сопротивление $R_к$. Эта паразитная связь мало отражается на работе устройства лишь в том случае, если полосы рабочих частот каскадов не совпадают. Если же полосы рабочих частот каскадов совпадают, то указанная паразитная связь искажает характеристики усилителя и даже приводит к его самовозбуждению. В этом случае для ликвидации паразитной связи в цепь управляющей сетки каждого каскада включают развязывающий фильтр, состоящий из сопротивления $R_ф$ и емкости $C_ф$.

Если сопротивление $R_к$ включено в катодный провод одной лампы (рис. 3-9,*б*), то схему называют **индивидуальным катодным смещением**. Здесь сопротивление $R_к$ не создает паразитной связи между каскадами, так как через него проходит только катодный ток данной лампы. Индивидуальное катодное смещение обладает ценным свойством: оно автоматически стабилизирует работу каскада, уменьшая разброс параметров ламп в схеме и

изменение параметров в течение срока службы лампы. Так, например, при лампе с пониженным анодным током и меньшей крутизной характеристики смещение на сетке будет меньше нормального, что приведет к перемещению точки покоя вверх и увеличению анодного тока и крутизны

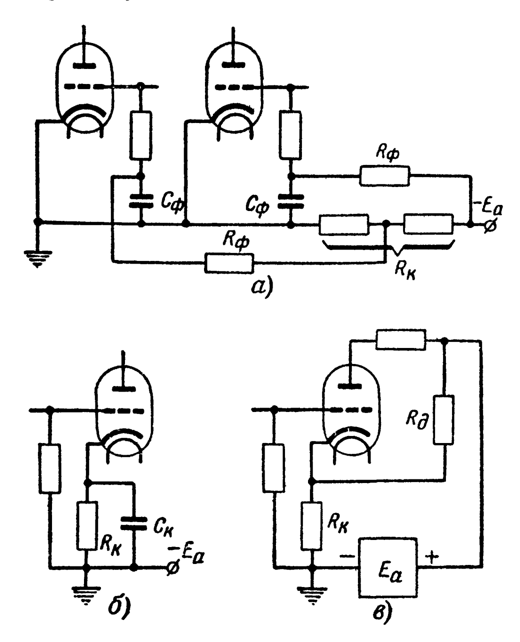


Рис. 3-9. Схема катодного смещения.
а — группового; *б* — индивидуального; *в* — индивидуального от делителя напряжения.

до значений, близких к нормальным. Наоборот, при повышенном анодном токе и крутизне они автоматически снижаются также почти до нормальных значений.

Значение сопротивления $R_к$ в схеме индивидуального катодного смещения рассчитывается по необходимой величине отрицательного смещения $U_{с0}$ и среднему значению тока катода лампы в рабочем режиме $I_{к.ср}$:

$$R_к = \frac{U_{с0}}{I_{к.ср}} = \frac{U_{с0}}{I_{а.ср} + I_{э.ср}}. \qquad (3\text{-}2)$$

Так, например, если необходимое напряжение отрицательного смещения $U_{с0} = 2$ *в*, а средние значения тока анода и тока экрани-

рующей сетки равны 10 и 2,5 *ма* соответственно, то необходимая величина $R_к$ составит:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{а.ср} + I_{э.ср}} = \frac{2}{(10 + 2,5)\,10^{-3}} = 160 \text{ ом}.$$

При расчете $R_к$ для трехэлектродной лампы ток экранирующей сетки $I_{э.ср}$ полагают равным нулю.

Включение сопротивления $R_к$ в цепь катода лампы приводит к понижению коэффициента усиления каскада. Это объясняется тем, что ток сигнала, проходя через сопротивление $R_к$, создает на последнем падение напряжения, вычитающееся из входного сигнала. В результате к точкам сетка — катод лампы приходит уменьшенное напряжение сигнала и выходное напряжение каскада падает. Для ликвидации снижения усиления параллельно сопротивлению $R_к$ включают блокировочный конденсатор $C_к$ настолько большой емкости, что он практически замыкает накоротко сопротивление $R_к$ для переменной составляющей катодного тока, делая переменную составляющую напряжения на этом сопротивлении ничтожной по сравнению с подаваемым на вход каскада напряжением сигнала. Расчет необходимой емкости этого конденсатора рассмотрен в гл. 7.

Если блокировочный конденсатор $C_к$ почему-либо включен быть не может, то для уменьшения потери усиления от сопротивления $R_к$ смещение можно подавать от делителя из сопротивлений $R_к$ и $R_д$ (рис. 3-9,*в*). При этом необходимая величина $R_к$ снижается и потеря усиления становится меньше. Ток делителя $I_д$, текущий через сопротивление $R_д$, берут порядка $(1 \div 3)\, I_{к.ср}$; сопротивления $R_к$ и $R_д$ рассчитывают по формулам:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{к.ср} + I_д} = \frac{U_{c0}}{I_{а.ср} + I_{э.ср} + I_д}; \quad R_д = \frac{E_а - U_{c0}}{I_д}, \qquad (3\text{-}3)$$

где $E_а$ — напряжение источника анодного питания.

Подача смещения от делителя приводит к дополнительному расходу мощности источника анодного питания и все же снижает усиление, а поэтому применяется лишь в особых случаях (например, в усилителях постоянного тока).

Выделяющаяся на сопротивлении $R_к$ мощность P_R при включенном параллельно конденсаторе $C_к$ большой емкости определяется напряжением смещения:

$$P_R = \frac{U_{c0}^2}{R_к}. \qquad (3\text{-}4)$$

При отсутствии конденсатора $C_к$ или малой его емкости выделяющаяся на сопротивлении $R_к$ мощность немного возрастает, так как в этих случаях действующее значение напряжения на сопротивлении $R_к$ при наличии сигнала становится больше напряжения отрицательного смещения $U_{со}$.

Питание цепей анодов и экранирующих сеток

В усилителях малой мощности (с выходной мощностью до нескольких ватт) цепи анодов всех ламп обычно питают параллельно от общего источника анодного питания (выпрямителя, сети постоянного тока, химического источника тока). В усилителях большой мощности нередко применяют несколько источников анодного питания, так как напряжение источников анодного питания мощных каскадов очень велико (достигает десяти и более киловольт) и снижать его при помощи делителей или гасящих сопротивлений до нескольких сотен вольт, требуемых для предварительных каскадов, экономически невыгодно.

Наличие общего для нескольких каскадов источника анодного питания приводит к возникновению паразитной межкаскадной связи через этот источник питания, так как переменная составляющая анодного тока каскада, проходя через источник питания, создает на его сопротивлении падение напряжения, подающееся на другие каскады. Паразитная межкаскадная связь может привести к искажению характеристик усилителя и к его самовозбуждению. Для ослабления паразитной связи через источник питания в анодные цепи каскадов включают развязывающие фильтры из сопротивления $R_ф$ и емкости $C_ф$ (рис. 3-10), расчет которых дан в гл. 9. Эти фильтры, одновременно сглаживающие пульсации источника питания, можно включать как последовательно, так и параллельно друг с другом. Последовательное включение экономически выгоднее, а поэтому применяется чаще. Последний каскад обычно не имеет развязывающего фильтра, так как требует наибольшего напряжения питания.

Питание цепей экранирующих сеток ламп в усилителях малой мощности обычно осуществляют от источника анодного питания. Когда лампа работает при напряжении на экранирующей сетке, равном или близком к анодному, и в цепи анода падение постоянной составляющей напряжения невелико, экранирующую сетку подключают к положительному полюсу источника анодного питания или непосредственно, или через общий с цепью анода развязывающий фильтр (рис. 3-11,*а* и *б*).

Если же напряжение на экранирующей сетке лампы должно быть ниже анодного, то напряжение на нее подают от источника анодного питания через гасящее сопротивление $R_э$ (рис. 3-11,*в*). Величину этого сопротивления рассчитывают, исходя из напряжения, которое на нем нужно погасить:

$$R_э = \frac{E_а - U_{э0} - U_{с0}}{I_{э.ср}}, \qquad (3\text{-}5)$$

где $E_а$ — напряжение источника анодного питания;

$U_{э0}$ — необходимое напряжение на экранирующей сетке лампы;

$U_{с0}$ — напряжение на сопротивлении катодного смещения;

$I_{э.ср}$ — среднее значение тока экранирующей сетки лампы за период сигнала.

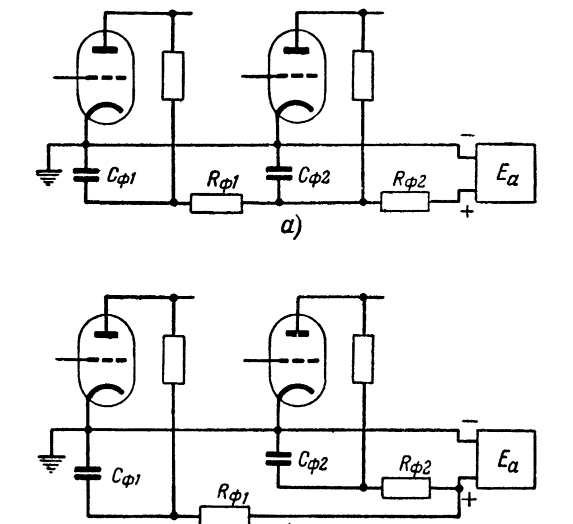


Рис. 3-10. Питание анодных цепей от одного источника.

а — при последовательном; *б* — при параллельном включении развязывающих фильтров.

Например, если $E_а = 330$ *в*, $U_{э0} = 250$ *в*, $U_{с0} = 14$ *в* и $I_{э\,ср} = 5{,}5$ *ма*, то необходимая величина гасящего сопротивления составит:

$$R_э = \frac{330 - 250 - 14}{5{,}5 \cdot 10^{-3}} = 12\,000 \text{ ом}.$$

Если сопротивление катодного смещения в каскаде отсутствует, то U_{c0} полагают равным нулю.

Включение $R_э$ в цепь экранирующей сетки лампы, также как и включение $R_к$ в цепь ее катода, стабилизирует работу каскада и снижает даваемое им усиление. При возрастании анодного тока лампы от поданного на управляющую сетку положительного напряжения сигнала ток экра-

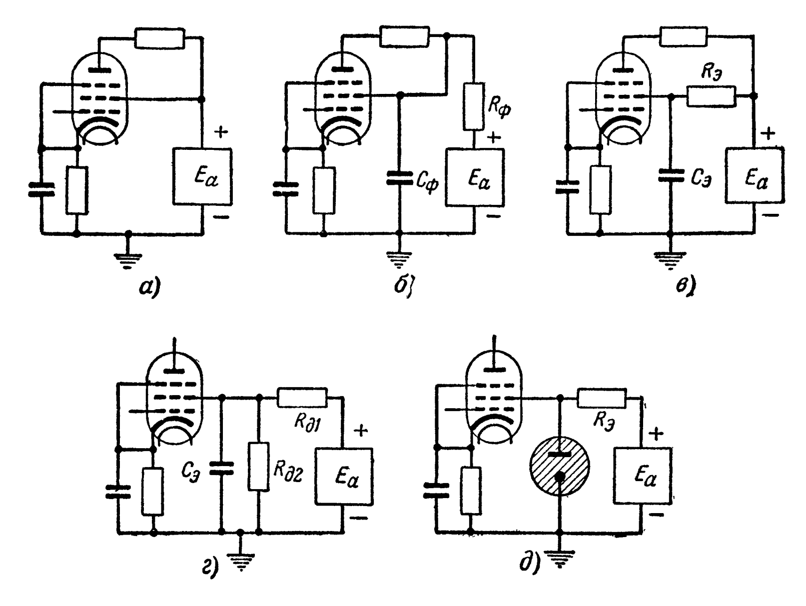


Рис. 3-11. Питание экранирующей сетки.

а — непосредственно от источника анодного питания; *б* — через общий с анодной цепью развязывающий фильтр; *в* — через гасящее сопротивление; *г* — от делителя; *д* — от стабилитрона.

нирующей сетки также растет, падение напряжения на сопротивлении $R_э$ увеличивается, напряжение на экранирующей сетке падает. Последнее сильно снижает возрастание анодного тока, а следовательно, и усиление каскада.

Для устранения потери усиления от влияния сопротивления $R_э$ между экранирующей сеткой и катодом лампы (или общим проводом) включают блокировочный конденсатор $C_э$ достаточно большой емкости, поддерживающий напряжение на экранирующей сетке практически постоянным в течение периода сигнала. Расчет необходимой емкости этого конденсатора дан в гл. 7. При наличии конден-

сатора $C_э$ расееиваемая на сопротивлении $R_э$ мощность определяется следующим выражением:

$$P_R = I^2_{э\,ср} R_э. \quad (3\text{-}6)$$

В каскадах с регулировкой усиления изменением отрицательного смещения на управляющей сетке лампы подача напряжения на экранирующую сетку через гасящее сопротивление $R_э$ вызывает уменьшение диапазона регулировки усиления, так как при понижении напряжения на управляющей сетке ток экранирующей сетки падает и напряжение на ней растет, что противодействует влиянию управляющей сетки. В таких каскадах для увеличения диапазона регулировки усиления напряжение на экранирующую сетку лампы можно подавать либо с делителя (рис. 3-11,*г*), либо со стабилитрона (рис. 3-11,*д*). В случае использования делителя ток $I_д$ через сопротивление $R_{д2}$ берут в 2—5 раз больше тока $I_{э.ср}$; сопротивления $R_{д1}$ и $R_{д2}$ рассчитывают по формулам:

$$R_{д2} = \frac{U_{э0} + U_{с0}}{I_д}; \quad R_{д1} = \frac{E_а - U_{э0} - U_{с0}}{I_д + I_{э.ср}}. \quad (3\text{-}7)$$

В случае использования стабилизатора напряжения (стабилитрона) значение $R_э$ находят как

$$R_э = \frac{E_а - E_с}{I_с + I_{э.ср}}, \quad (3\text{-}8)$$

где $I_с$ — ток через стабилитрон и $E_с$ — напряжение на нем.

Питание цепей транзистора и стабилизация режима его работы

Питание транзисторного усилителя обычно производят от одного источника постоянного тока, подключая к нему параллельно выходные цепи транзисторов. Для устранения паразитных связей через источник питания в выходные цепи вводят развязывающие фильтры $R_ф C_ф$, так же как и в ламповом усилителе (см. рис. 3-10).

Для установления нужного режима работы транзистора между его базой и эмиттером обычно прикладывают небольшое напряжение смещения (порядка десятых долей вольта); смещение получают от того же источника питания, используя делитель напряжения или гасящее сопротивление. Как и в ламповых каскадах, смещение на тран-

зистор можно подавать как последовательно, так и параллельно источнику сигнала (рис. 3-12).

Последовательная подача возможна лишь при источнике сигнала, хорошо проводящем постоянный ток и не соединенном с общим проводом ни одним из своих выводов. Она требует шунтирования точек *АБ* (рис. 3-12,*б*) конденсатором С, сопротивление которого на низшей рабочей частоте $f_н$ должно быть много меньше сопротивления входной цепи. Необходимая емкость этого конденсатора определяется приближенным выражением

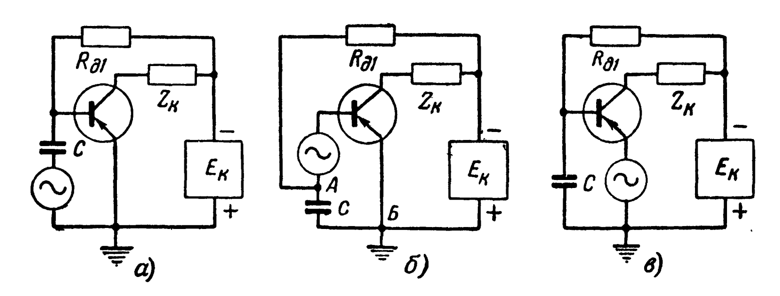


Рис. 3-12. Смещение фиксированным током базы.

а — при включении транзистора с общим эмиттером, параллельная подача; *б* — то же, последовательная подача; *в* — при включении с общей базой, параллельная подача.

$$C \approx \frac{0,5 \div 1,5}{f_н (R_{вх} + R_н)}, \qquad (3\text{-}9)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление каскада;

$R_и$ — сопротивление источника сигнала или выходное сопротивление предыдущего каскада.

Параллельная подача смещения возможна лишь при источнике сигнала, не проводящем постоянный ток; при ней источник сигнала шунтируется сопротивлением цепи смещения.

Простейшим способом подачи смещения в транзисторном каскаде является фиксированное смещение; его можно осуществить, подав во входную цепь транзистора или фиксированный ток смещения базы через гасящее сопротивление $R_{д1}$ большой величины (рис. 3-12), или фиксированное напряжение смещения от делителя $R_{д1}$ $R_{д2}$ с небольшим сопротивлением (рис. 3-13). Смещение фиксированным током базы пригодно лишь для каскадов, работающих в режиме А

(см. § 4-3); величина сопротивления $R_{д1}$ здесь определяется уравнениями:

$$R_{д1} = \frac{E_к - U_{б0}}{I_{б0}} = \frac{E_к - U_{б0}}{(1 - \alpha) I_{э0}} = \frac{\alpha (E_к - U_{б0})}{(1 - \alpha) I_{к0}}, \qquad (3\text{-}10)$$

где $E_к$ — напряжение питания;

$U_{б0}$ — напряжение смещения базы;

$I_{б0}$, $I_{э0}$, $I_{к0}$ — токи покоя базы, эмиттера, коллектора.

α — статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с общей базой.

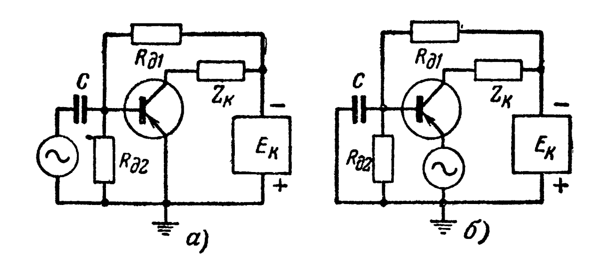


Рис. 3-13. Смещение фиксированным напряжением.
а — при включении с общим эмиттером; *б* — с общей базой.

Подача смещения фиксированным напряжением пригодна для каскадов, работающих как в режиме А, так и в режиме В (см. § 4-3), но менее экономична из-за расхода мощности в делителе, а поэтому применяется лишь в случае необходимости. Расчет сопротивлений $R_{д1}$ и $R_{д2}$ здесь производится по выражениям:

$$R_{д1} = \frac{E_к - U_{б0}}{I_{б.ср} + I_д}; \quad R_{д2} = \frac{U_{б0}}{I_д}, \qquad (3\text{-}11)$$

где $I_{б.ср}$ — среднее значение тока базы при максимальном расчетном сигнале;

$I_д$ — ток через сопротивление $R_{д2}$, который обычно берут порядка $(1 - 3) I_{б.ср}$.

Фиксированное смещение пригодно лишь для каскадов, работающих при малых изменениях окружающей температуры (не более 10—20° С), и должно быть подобрано для устанавливаемого в каскад транзистора. При больших изменениях температуры или замене транзистора фиксиро-

ванное смещение не обеспечивает необходимого постоянства положения точки покоя; в этих случаях применяют различные способы стабилизации режима при помощи смещения, автоматически изменяющегося при изменении температуры или замене транзистора.

В схеме коллекторной стабилизации режима (рис. 3-14) сопротивление $R_{д1}$ присоединяют к коллектору транзистора; при возрастании тока выходной

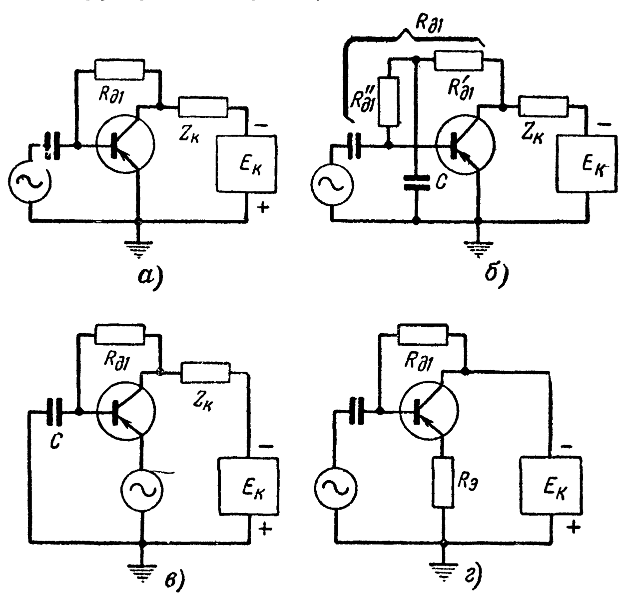


Рис. 3-14. Коллекторная стабилизация режима.

а — при включении с общим эмиттером обычный вариант; *б* — то же, вариант, не дающий снижения усиления; *в* — при включении с общей базой; *г* — при включении с общим коллектором.

цепи из-за повышения температуры или замены транзистора падение напряжения на сопротивлении нагрузки выходной цепи растет, напряжение на сопротивлении $R_{д1}$ уменьшается и ток смещения базы падает, что почти уничтожает возрастание тока. При уменьшении тока процесс происходит обратным образом.

Коллекторная стабилизация наиболее проста и экономична, но хорошо действует лишь при большом падении питающего напряжения на сопротивлении нагрузки выходной цепи (порядка $0{,}5E_к$ и выше), что легко обеспечить в реостатном каскаде. При включении с общим эмиттером простейший вариант коллекторной стабилизации (рис.

3-14,*а*) приводит к некоторому понижению входного сопротивления и усиления каскада из-за обратной подачи сигнала через сопротивление $R_{д1}$ во входную цепь; для устранения этого $R_{д1}$ можно разделить на две части (рис. 3-14,*б*), включив между ними блокировочный конденсатор C достаточно большой емкости.

Величину сопротивления $R_{д1}$ при коллекторной стабилизации рассчитывают по следующим выражениям:

$$R_{д1}=\frac{\alpha(E_к-I_{к0}R_к-U_{б0})}{(1-\alpha)I_{к0}};\quad R_{д1}=\frac{E_к-I_{э0}R_э-U_{б0}}{(1-\alpha)I_{э0}},\qquad(3\text{-}12)$$

где $R_к$ и $R_э$ — сопротивления нагрузки коллекторной и эмиттерной цепей постоянному току.

Первое выражение используют при включении с общим эмиттером или базой, а второе с общим коллектором.

Более высокую стабильность режима дает схема эмиттерной стабилизации (рис. 3-15); она

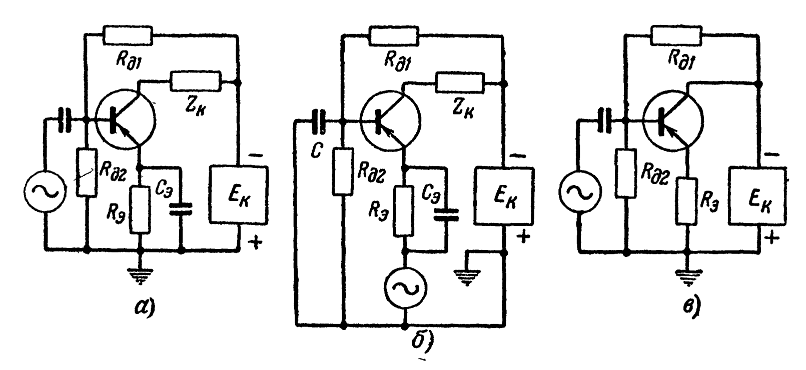


Рис. 3-15. Эмиттерная стабилизация режима.
а — при включении с общим эмиттером; *б* — с общей базой; *в* — с общим коллектором.

хорошо стабилизирует режим как при большом, так и при малом сопротивлении нагрузки транзистора постоянному току, а поэтому хорошо действует и в трансформаторных каскадах. Здесь в цепь эмиттера введено стабилизирующее сопротивление $R_э$, падение напряжения на котором, пропорциональное току эмиттера, уменьшает напряжение смещения, снимаемое с делителя $R_{д1}R_{д2}$. Для предотвращения снижения коэффициента усиления напряжения каскада от влияния сопротивления $R_э$, действующего так

же, как сопротивление катодного смещения в ламповом каскаде, при включении с общей базой или общим эмиттером это сопротивление шунтируют конденсатором $C_э$ большой емкости. Сопротивления $R_э$, $R_{д1}$ и $R_{д2}$ рассчитывают по формулам:

$$R_э = \frac{U_э}{I_{э0}}; \quad R_{д1} = \frac{E_к - U_э - U_{б0}}{I_{б0} + I_д}; \quad R_{д2} = \frac{U_э + U_{б0}}{I_д}, \qquad (3\text{-}13)$$

где $U_э$ — допустимое падение питающего напряжения на сопротивлении $R_э$;

$I_{б0}$ и $I_{э0}$ — токи покоя базы и эмиттера;

$U_{б0}$ — напряжение смещѐния, определяемое положением точки покоя на входной статической характеристике транзистора;

$I_д$ — ток через сопротивление $R_{д2}$, который берут порядка (2 — 5) $I_{б0}$.

Схема эмиттерной стабилизации тем лучше стабилизирует режим, чем больше сопротивление $R_э$ и чем больше ток делителя $I_д$.

Рассмотренные способы стабилизации режима пригодны только при работе каскада в режиме А; при работе в режиме В для стабилизации тока покоя выходной цепи при больших изменениях температуры параллельно сопротивлению $R_{д2}$ или вместо него включают полупроводниковый диод или другое температурно зависимое сопротивление, уменьшающееся с повышением температуры, как, например, показано на рис. 9-17. При смещении фиксированным напряжением от делителя замена транзисторов в режиме В обычно не вызывает недопустимых изменений тока покоя, а поэтому в специальных средствах стабилизации не нуждается.

3-4. СХЕМЫ МЕЖКАСКАДНОЙ СВЯЗИ

Для передачи усиленного сигнала от одного усилительного элемента к другому и подачи питающих напряжений на их электроды используют различные схемы межкаскадной связи. Основными из них являются: схема прямой связи, реостатная, дроссельная и трансформаторная схемы связи. Кроме указанных основных схем, используют также их комбинации.

Каскад с прямой связью

Простейшим способом межкаскадной связи является прямая передача сигнала с выхода предыдущего усилительного элемента на вход последующего (рис. 3-16). Сопротивление $R_а$ (или $R_к$) служит нагрузкой усилительного

элемента; на нем выделяется усиленный сигнал. Через это сопротивление также подается на выходной электрод (анод, коллектор) питающее напряжение.

Особенностью каскада с прямой связью является его способность усиливать не только переменные составляющие тока и напряжения сигнала, но и его постоянную составляющую. Недостатком такого каскада является необходимость введения во входную цепь следующего усилительного элемента, кроме напряжения смещения (U_{c02} или $U_{б02}$), еще и компенсирующего напряжения (U_{a01} или

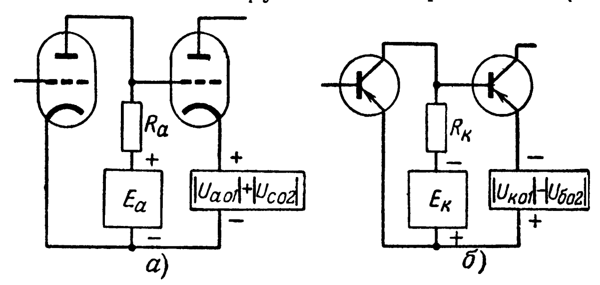


Рис. 3-16. Каскад с прямой связью.
а — ламповый; *б* — транзисторный.

$U_{к01}$) для компенсации падения напряжения между выходными электродами усилительного элемента каскада, что усложняет схему усилителя.

Схема прямой связи находит широкое применение в усилителях постоянного тока в качестве схемы межкаскадной связи, а также часто используется на входе и выходе усилителей как постоянного, так и переменного тока. Для межкаскадной связи в усилителях переменного тока эта схема вследствие указанного выше недостатка применяется редко.

Реостатный каскад

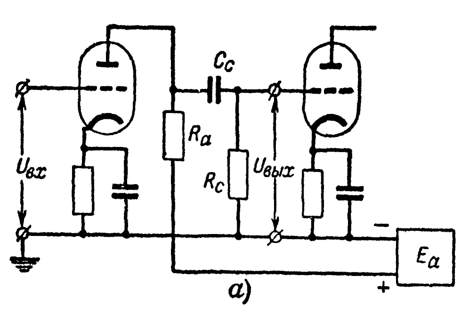
Схема реостатной (резистивной) связи состоит из двух активных сопротивлений и конденсатора. Рассмотрим назначение этих деталей на примере простейшего реостатного каскада с электронной лампой (рис. 3-17).

Сопротивление R_a в цепи анода служит для выделения усиленного лампой напряжения сигнала и подачи на анод питающего напряжения от источника анодного питания.

Разделительный конденсатор C_c преграждает путь постоянной составляющей напряжения, имеющейся между анодом и катодом лампы, к управляющей сетке следующей

лампы; однако этот конденсатор свободно пропускает усиленную переменную составляющую сигнала с анода на управляющую сетку.

Сопротивление утечки сетки R_c служит для подачи на управляющую сетку следующей лампы напряжения смещения и для стекания зарядов, приносимых попадающими на эту сетку электронами и ионами.



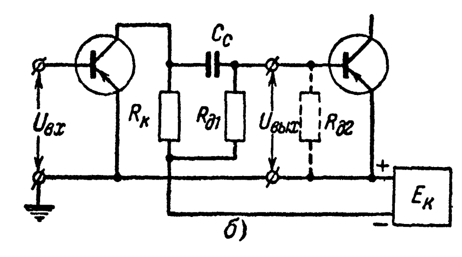


Рис. 3-17. Реостатный каскад.
а — ламповый; *б* — транзисторный.

Достоинствами реостатного каскада являются: наилучшая частотно-фазовая и переходная характеристики, малые размеры и стоимость, нечувствительность к внешним переменным магнитным полям, малое потребление питающей энергии. К его недостаткам относятся: малый коэффициент полезного действия, меньший коэффициент усиления, чем у дроссельного и трансформаторного каскадов.

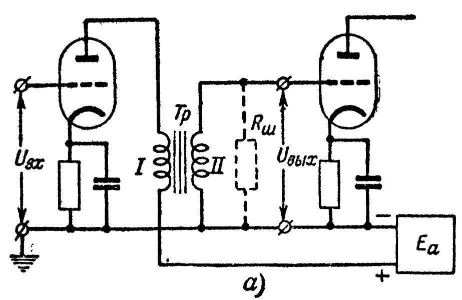
Вследствие простоты, дешевизны и хороших характеристик реостатный каскад является основным типом каскада предварительного усиления. Кроме того, реостатная схема связи в полном и упрощенном виде (без одного из сопротивлений) находит широкое применение в качестве входного и выходного устройств в усилителях переменного тока.

Трансформаторный каскад

В трансформаторном каскаде для связи с последующим каскадом или нагрузкой применяют трансформатор, первичная обмотка которого включена в выходную цепь усилительного элемента, а к вторичной подключается входная цепь следующего усилительного элемента (рис. 3-18). Питание выходной цепи усилительного элемента здесь про-

исходит через первичную обмотку I трансформатора Тр, а подача смещения на следующий усилительный элемент через его вторичную обмотку II. Для придания нужных свойств каскаду одну из обмоток трансформатора (редко обе) иногда шунтируют активным сопротивлением $R_ш$.

Переменная составляющая выходного тока, проходя через первичную обмотку трансформатора, индуктирует во вторичной обмотке э. д. с. сигнала, подающуюся на вход следующего каскада. Разделительный конденсатор при трансформаторной схеме связи не нужен, так как первичная обмотка изолирована от вторичной.



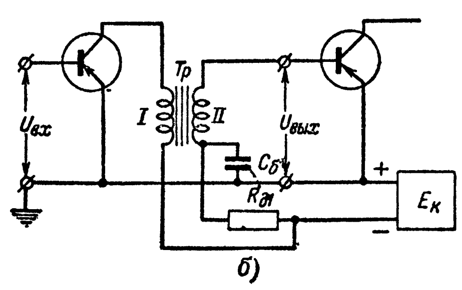


Рис. 3-18. Трансформаторный каскад
а — ламповый; б — транзисторный.

Применение трансформатора с соответствующим коэффициентом трансформации позволяет создать для усилительного элемента наивыгоднейшую нагрузку и получить на ней наибольшее возможное напряжение и мощность. Поэтому трансформаторный каскад является основным типом каскада мощного усиления. Трансформаторная схема связи также широко применяется в качестве входного и выходного устройств в усилителях переменного тока для симметрирования и согласования цепей. Коэффициент полезного действия трансформаторного каскада выше, чем реостатного, но частотная, фазовая и переходная характеристики много хуже. Размеры, вес и стоимость трансформатора много больше, чем деталей реостатного каскада.

Дроссельный каскад

Дроссельная схема связи аналогична реостатной, но в ней активные сопротивления $R_а$ и $R_с$ заменены дроссе-

лями $L_а$ и $L_с$. Назначение деталей схемы такое же, как и соответствующих деталей реостатного каскада, а поэтому в пояснениях не нуждается.

Дроссельная схема позволяет повысить напряжение на выходном электроде усилительного элемента и увеличить к. п. д. каскада по сравнению с реостатной схемой вслед-

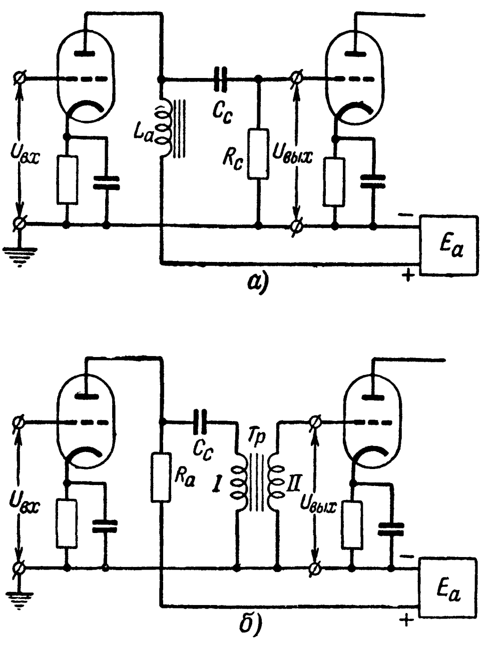


Рис. 3-19. Каскады со смешанной схемой связи.

а — дроссельно-реостатный; *б* — реостатно-трансформаторный.

ствие малого сопротивления дросселя $L_а$ постоянному току и дает немного больший коэффициент усиления. Однако ее частотная, фазовая и переходная характеристики хуже, чем у реостатной схемы, а размеры и стоимость деталей еще больше, чем даже у трансформаторной схемы. Поэтому дроссельный каскад в описанном виде не применяется в настоящее время; он иногда используется в комбинации с реостатным, образуя схему дроссельно-реостатного каскада (рис. 3-19,*а*), размеры и стоимость которого ниже, а свойства практически те же, что у дроссельного.

Реостатно-трансформаторный каскад

Реостатно-трансформаторный каскад представляет собой реостатный каскад, в котором сопротивление утечки R_c заменено трансформатором (рис. 3-19,*б*). Здесь через первичную обмотку трансформатора не проходит постоянная составляющая выходного тока, что позволяет немного уменьшить размеры трансформатора и вносимые им искажения. Такой каскад позволяет получить частотную характеристику с подъемом на низких частотах, что невозможно в обычном реостатном или трансформаторном каскаде.

Однако основные характеристики такого каскада не лучше, чем у трансформаторного, а размеры, вес и стоимость велики. Поэтому реостатно-трансформаторный каскад применяется очень редко, так как его основное ценное свойство — подъем частотной характеристики на низких частотах — может быть получено более простым и дешевым путем.

3-5. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ И СИММЕТРИЧНЫЕ КАСКАДЫ

Несимметричные (однотактные) каскады

Симметричной цепью называют цепь, симметричную относительно своей продольной оси, с проводами, имеющими одинаковые по величине и противоположные по знаку потенциалы относительно поверхности нулевого потенциала (металлического корпуса прибора или земли). Так как электронная лампа и транзистор имеют три основных электрода, один из которых соединяют с общим проводом схемы, рассмотренные в § 3-4 схемы простейших усилительных каскадов имеют несимметричную входную и выходную цепи, а поэтому называются *несимметричными* или *однотактными* каскадами.

Однотактные каскады просты, используют лишь один усилительный элемент, а поэтому являются основным типом каскадов предварительного усиления, а также каскадов мощного усиления с небольшой выходной мощностью (до нескольких ватт).

Симметричные (двухтактные) каскады

Когда источник сигнала или нагрузка является симметричным устройством и не допускает подключения к себе каскада с несимметричным входом или выходом, использование однотактного каскада возможно лишь при подклю-

чении его к источнику сигнала или нагрузке через симметрирующий трансформатор. Однако ввиду высокой стоимости и трудностей конструирования симметрирующего трансформатора на широкую полосу частот его применение нередко оказывается невозможным. В этих случаях симметричность входа и выхода усилителя можно обеспечить применением симметричных усилительных каскадов, называемых двухтактными каскадами.

Двухтактные каскады представляют собой как бы два одинаковых однотактных каскада с соединенными вместе общими проводами (проводами нулевого потенциала). Они могут иметь любую схему связи; в двухтактной трансформаторной схеме трансформаторы однотактных каскадов объединяют в один трансформатор с выведенной средней точкой первичной обмотки.

На рис. 3-20 дано несколько схем двухтактных каскадов с электронными лампами и транзисторами. Сопротивления $R_{д1}$, $R_{д2}$ и $R_э$ двухтактных транзисторных каскадов рассчитывают по формулам (3-10) — (3-13) и указаниям на стр. 47—50, удвоив токи, входящие в эти формулы. Для симметрирования однотактных половин, называемых плечами двухтактного каскада, в транзисторном каскаде в цепь эмиттеров можно включить небольшие переменные сопротивления $R_в$ (рис. 3-20,*в*) величиной порядка входного сопротивления транзистора при включении с общей базой. Регулировкой этих сопротивлений можно добиться симметричности плеч схемы.

Кроме симметричности входа и выхода, двухтактные каскады имеют ряд других достоинств, чем объясняется их широкое применение в современных усилителях. К этим достоинствам относятся:

1) компенсация четных гармоник, вносимых усилительными элементами;

2) компенсация посторонних наводок и фона от источников питания;

3) компенсация постоянного подмагничивания сердечника выходного трансформатора;

4) компенсация токов сигнала в питающих проводах.

К недостаткам двухтактных каскадов можно отнести большее количество деталей схемы, необходимость подачи на вход симметричного напряжения сигнала (т. е. двух одинаковых напряжений противоположной полярности), необходимость применения по крайней мере двух усилительных элементов (или одного сдвоенного).

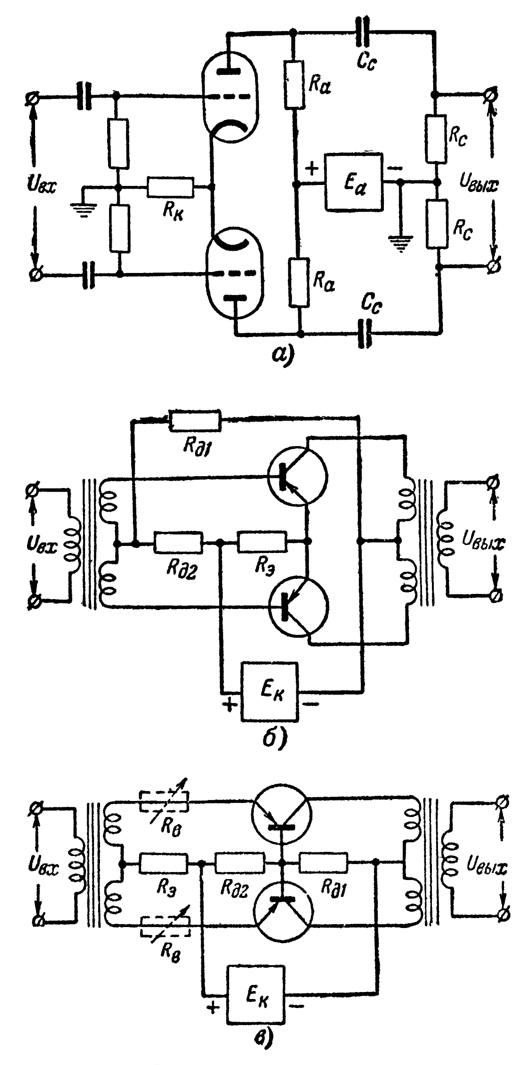


Рис. 3-20. Двухтактные каскады.

а — с электронными лампами, реостатным входом и выходом; *б* — с транзисторами в режиме А, трансформаторным входом и выходом и включением с общим эмиттером; *в* — то же с общей базой.

Компенсация четных гармоник позволяет использовать в двухтактной схеме экономичный режим В, обычно неприменимый в однотактной схеме. Применение двухтактной схемы в режиме А, снижая нелинейные искажения вследствие компенсации четных гармоник, позволяет лучше использовать усилительные элементы и снять с них немного большую мощность при том же коэффициенте гармоник.

Компенсация помех и фона увеличивает динамический диапазон усилителя и повышает допустимую пульсацию источников питания. Последнее упрощает и удешевляет сглаживающие фильтры выпрямителей, питающих двухтактные каскады.

Компенсация постоянного подмагничивания сердечника выходного трансформатора позволяет повысить переменную составляющую магнитной индукции в сердечнике, что уменьшает размеры и стоимость трансформатора.

Компенсация токов сигнала в провода питания уменьшает паразитные межкаскадные связи через источники питания, что позволяет упростить и удешевить развязывающие фильтры усилителя. Кроме того, компенсация токов сигнала в питающих проводах позволяет в двухтактных каскадах, работающих в режиме А, исключить блокировочные конденсаторы сопротивлений $R_к$ и $R_э$, стоящих в общей цепи обоих плеч. Это упрощает и удешевляет усилитель, а также улучшает его частотную, фазовую и переходную характеристики. Однако при работе двухтактного каскада в режиме В и наличии в каскаде сопротивлений $R_к$ и $R_э$ блокировочные конденсаторы $C_к$ и $C_э$ необходимы, так как их отсутствие даже при включении $R_к$ и $R_э$ в общую цепь плеч приводит к снижению усиления, как и в однотактной схеме (см. стр. 194).

Указанные выше достоинства двухтактной схемы настолько важны для каскадов мощного усиления, что каскады с выходной мощностью больше 3—5 *вт* обычно выполняют только двухтактными. В некоторых случаях, например при питании усилителя от химических источников тока, двухтактная схема оказывается целесообразной даже при выходной мощности в доли ватта, позволяя применить режим В и в несколько раз уменьшить расход дорогой электроэнергии.

Двухтактные схемы также применяются в выходных каскадах широкополосных усилителей гармонических и импульсных сигналов с симметричной нагрузкой, где использование симметрирующих выходных трансформато-

ров невозможно из-за слишком широкого диапазона рабочих частот.

В качестве входных каскадов и каскадов предварительного усиления двухтактную схему обычно применять нецелесообразно из-за ее сложности и большей стоимости. Однако в специальных случаях, когда необходимо сделать входные каскады симметричными без применения симметрирующих трансформаторов, а также ослабить восприимчивость входных и предварительных каскадов к внешним помехам и воздействиям, эти каскады делают двухтактными.

Из-за разброса параметров усилительных элементов и допусков на детали плечи двухтактного каскада никогда не бывают совершенно одинаковыми. По этой причине двухтактная схема не уничтожает полностью четные гармоники, фон, помехи, а лишь уменьшает их по сравнению с однотактной схемой в несколько раз. Измерения показали, что при отсутствии специального подбора усилительных элементов в плечах двухтактной схемы четные гармоники, фон, помехи уменьшаются по сравнению с однотактной схемой по меньшей мере в 3 раза, что и принимают при практических расчетах. При симметрировании схемы путем подбора усилительных элементов или установлением равенства выходных токов плеч регулировкой смещения одного из плеч уменьшение четных гармоник и помех может быть получено в 5 раз и более.

Инверсные каскады

Двухтактные схемы требуют подачи на вход двух одинаковых по величине напряжений сигнала противоположной полярности, т. е. симметричного напряжения. Однотактные схемы имеют несимметричное выходное напряжение, так как у них одним из выходных проводов является провод нулевого потенциала (общий провод).

Поэтому для передачи сигнала от однотактных схем к двухтактным применяют специальные каскады, имеющие несимметричный вход и симметричный выход и называемые *инверсными каскадами*. Инверсные каскады также используют в качестве выходных каскадов в усилителях, работающих на симметричную нагрузку.

Простейшим способом передачи напряжения сигнала с выхода однотактного каскада на вход двухтактного является включение между ними трансформатора с симметричной вторичной обмоткой. Для получения от вторичной

обмотки симметричного напряжения от ее середины делают вывод, присоединяемый к общему проводу (рис. 3-21). Однако трансформаторный инверсный каскад редко используют на практике вследствие высокой стоимо-

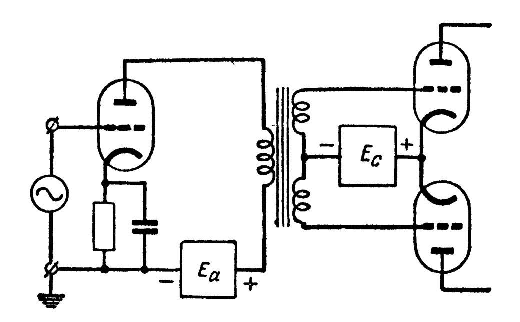


Рис. 3-21. Трансформаторный инверсный каскад.

сти трансформатора и ограниченности его диапазона рабочих частот.

Поэтому в усилителях обычно применяют бестрансформаторные инверсные каскады. Наиболее употребительными из них являются: каскад с разделенной нагрузкой, каскад с катодной или эмиттерной связью и каскад с общим катодом. Схемы, принцип действия, свойства и применение бестрансформаторных инверсных каскадов рассмотрены в § 7-4.

Глава четвертая

РАБОТА УСИЛИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА В СХЕМЕ УСИЛИТЕЛЯ

4-1. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ИХ ПОСТРОЕНИЕ

Типы динамических характеристик

Динамической характеристикой усилительного каскада называют зависимость между мгновенными значениями токов и напряжений в его цепях при наличии сопротивления нагрузки в выходной цепи.

Динамические характеристики широко используют при расчете усилительных каскадов. Существует большое коли-

чество различных видов динамических характеристик, но для практических расчетов применяют только четыре из них, а именно:

1) выходные динамические характеристики, представляющие собой зависимость выходного тока от напряжения на выходном электроде усилительного элемента;

2) входные динамические характеристики, представляющие собой зависимость входного тока от входного напряжения;

3) проходные динамические характеристики, характеризующие зависимость выходного тока или напряжения от входного тока или напряжения;

4) сквозные динамические характеристики, дающие зависимость выходного тока или напряжения от э. д. с. источника сигнала входной цепи.

Сопротивление цепей усилительного каскада для переменного и постоянного токов обычно неодинаково, а поэтому динамические характеристики постоянного и переменного токов обычно оказываются различными.

Выходные динамические характеристики

Выходные динамические характеристики являются наиболее употребительными из всех видов динамических характеристик; они используются при расчете как ламповых, так и транзисторных каскадов.

Выходную динамическую характеристику постоянного тока применяют при расчете каскадов предварительного усиления для отыскания точки покоя на семействе статических характеристик усилительного элемента по известным напряжению питания выходной цепи E, сопротивлению нагрузки выходной цепи постоянному току $R_=$ и напряжению (или току) смещения управляющего электрода. Эта характеристика представляет собой прямую линию; для ее построения на горизонтальной оси семейства выходных статических характеристик лампы или транзистора[1] отмечают напряжение E, а на вертикальной

---

[1] Выходными статическими характеристиками электронной лампы, включенной с общим катодом, называют характеристики зависимости анодного тока $i_а$ от напряжения между анодом и катодом $u_а$, снятые для различных значений напряжения между управляющей сеткой и катодом $u_с$; для транзистора, включенного с общим эмиттером, — характеристики зависимости тока коллектора $i_к$ от напряжения между коллектором и эмиттером $u_к$, снятые для различных значений тока базы $i_б$, и т. д.

оси — точку $I_=$, определяемую выражением:

$$I_= = \frac{E}{R_=}. \qquad (4\text{-}1)$$

Проведенная через обе отмеченные точки прямая и является искомой характеристикой; ее нередко называют нагрузочной прямой постоянного тока. Точка пересечения этой прямой с статической характеристикой для примененного в каскаде напряжения (или тока) смещения характеризует режим работы усилительного элемента при отсутствии сигнала и называется точкой покоя; координаты этой точки определяют ток покоя I_0 и напряжение покоя U_0 выходного электрода. При увеличении $R_=$ нагрузочная прямая постоянного тока идет положе, при уменьшении $R_=$ круче; пример построения нагрузочной прямой постоянного тока дан ниже.

Выходную динамическую характеристику переменного тока, также представляющую собой прямую линию, используют при расчете каскадов мощного усиления для графического определения отдаваемых каскадом мощности, тока и напряжения сигнала, потребляемой мощности от источника питания и коэффициента гармоник каскада.

Эту характеристику обычно называют нагрузочной прямой переменного тока. Так как в момент прохождения сигнала через нуль рабочая точка усилительного элемента находится в точке покоя, нагрузочная прямая переменного тока пересекается с нагрузочной прямой постоянного тока в точке покоя.

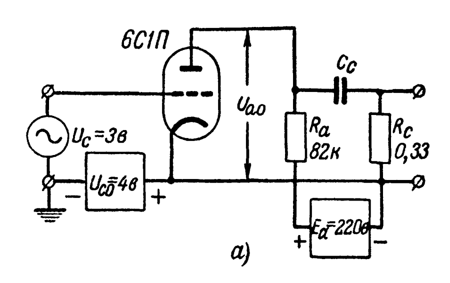
Для построения нагрузочной прямой переменного тока отмечают на горизонтальной оси семейства статических выходных характеристик усилительного элемента точку $U_0+I_0R_\sim$, где $R_\sim$ — сопротивление нагрузки выходной цепи переменному току (току сигнала). Проведенная через эту точку и точку покоя прямая и является нагрузочной прямой переменного тока.

Пример 4-1. Построим нагрузочные прямые постоянного и переменного тока для реостатного каскада с данными, приведенными на рис. 4-1,*а*. Постоянная составляющая анодного тока триода типа 6С1П здесь проходит через сопротивление $R_а=82$ *ком* и источник анодного питания, внутреннее сопротивление которого ничтожно по сравнению с $R_а$. Поэтому в данном случае сопротивление анодной цепи постоянному току $R_{а=}$ можно считать равным $R_а$, т. е. равным 82 *ком*. Отложив на горизонтальной оси семейства выходных стати-

ческих характеристик триода 6С1П точку $E_a=220$ *в*, а на вертикальной оси точку $I_=$ (рис. 4-1,*б*), с током

$$I_= = \frac{E_a}{R_{a=}} = \frac{220}{82 \cdot 10^3} = 2,68 \cdot 10^{-3} a = 2,68 \text{ ма}$$

и соединив эти точки прямой, получим нагрузочную прямую постоянного тока (прямая *1*). Так как напряжение отрицательного смещения на сетке $U_{c0}=4$ *в*, точка пересечения полученной прямой и статической характеристики для $u_c = -4$ *в* будет точкой покоя (точка 0).



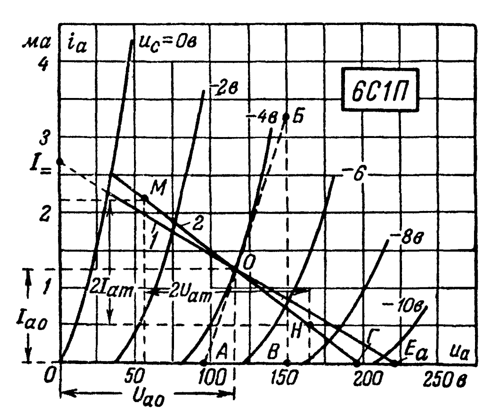


Рис. 4-1. Построение выходных динамических характеристик постоянного и переменного тока для усилительного каскада с электронной лампой.

а — принципиальная схема каскада; *б* — семейство выходных статических характеристик триода 6С1П и динамические выходные характеристики.

Из графика видно, что ток покоя анода I_{a0} в данном случае равен 1,25 *ма* и напряжение покоя анода $U_{a0}=115$ *в*.

Для построения нагрузочной прямой переменного тока найдем сопротивление нагрузки выходной цепи переменному току. Переменная составляющая анодного тока лампы здесь имеет два параллельных пути: через сопротивление R_a и источник питания и через цепь C_cR_c.

Разделительный конденсатор C_c берут настолько большой емкости, что его сопротивлением для частот сигнала по сравнению с R_c можно пренебречь. Поэтому для реостатного каскада, изображенного на рис. 4-1 *а*, сопротивление анодной цепи переменному току $R_{a\sim}$ практически равно параллельному соединению сопротивлений R_a и R_c, что составит:

$$R_{a\sim} = \frac{R_a R_c}{R_a + R_c} = \frac{82 \cdot 330}{82 + 330} = 65{,}6 \text{ ком}.$$

Следовательно, нагрузочная прямая переменного тока (прямая *2*) пройдет через точку покоя и точку *Г* на горизонтальной оси с абсциссой:

$$U_{a0} + I_{a0} R_{a\sim} = 115 + 1{,}25 \cdot 10^{-3} \cdot 65{,}6 \cdot 10^3 = 197 \text{ в}.$$

Если на сетку лампы приходит синусоидальный сигнал с амплитудой напряжения 3 *в*, то крайние положения рабочей точки на нагрузочной прямой переменного тока будут находиться в местах ее пересечения с статическими характеристиками для —4+3=—1 *в* и —4—3=—7 *в* (точки *М* и *Н*). Спроектировав эти точки на вертикальную и горизонтальную оси, найдем, что удвоенная амплитуда напряжения сигнала на нагрузке $2U_{am}$ равна 109 *в*, удвоенная амплитуда тока сигнала $2I_{am}$ равна 1,65 *ма* и отдаваемая лампой мощность сигнала $P_\sim$ составляет:

$$P_\sim = \frac{2I_{am} 2U_{am}}{8} = \frac{1{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 109}{8} = 0{,}0225 \text{ вт}.$$

Коэффициент усиления каскада определим, поделив $2U_{am}$ на $2U_{cm}$:

$$K = \frac{U_{am}}{U_{cm}} = \frac{2U_{am}}{2U_{cm}} = \frac{109}{2 \cdot 3} = 18{,}2.$$

Как показано ниже, по нагрузочной прямой также находят коэффициент гармоник каскада Таким образом, по нагрузочной прямой переменного тока можно произвести полный графический расчет каскада.

Проходные динамические характеристики

При расчете усилительных каскадов используют лишь проходные динамические характеристики переменного тока, да и то в редких случаях. Ими удобно пользоваться для построения зависимости выходного тока от времени, т. е. формы кривой выходного тока каскада.

Построение проходной динамической характеристики проще всего производить переносом точек динамической прямой переменного тока из выходных координат в проходные. Для этого, построив нагрузочную прямую переменного тока, горизонтальную ось семейства статических характеристик продолжают влево и, отметив на ней входные

напряжения или токи, соответствующие статическим характеристикам семейства, переносят параллельно горизонтальной оси точки пересечения нагрузочной прямой с статическими выходными характеристиками (точки *а*, *б*, *в*, *г*, *д* на рис. 4-2) на вертикали соответствующих входных на-

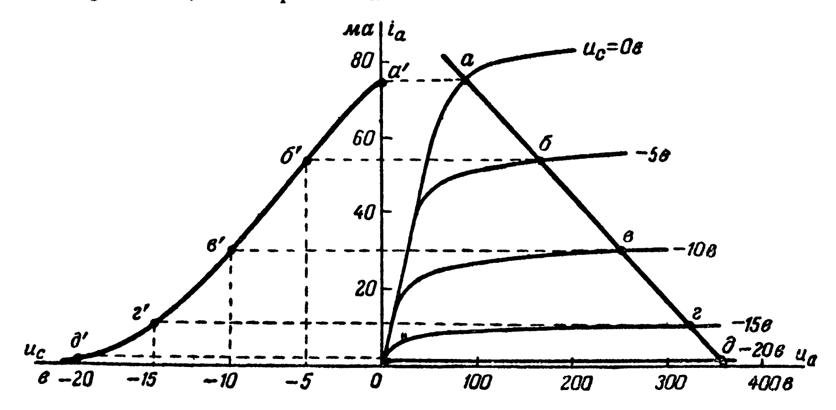


Рис. 4-2. Построение переходной динамической характеристики переносом точек выходной динамической характеристики из выходных координат в проходные.

пряжений или токов левой части графика (точки *а'*, *б'*, *в'*, *г'*, *д'*).

Соединив перенесенные точки плавной линией, получают проходную динамическую характеристику для заданной величины сопротивления нагрузки выходной цепи переменному току. Масштаб вертикальной оси семейства выходных статических характеристик одновременно является масштабом вертикальной оси полученной проходной динамической характеристики.

Проходная динамическая характеристика непрямолинейна, если проходные статические характеристики усилительного элемента искривлены.

Входные динамические характеристики

Входные динамические характеристики переменного тока используют для графического расчета тока, напряжения и мощности сигнала во входной цепи транзисторного каскада и определения его динамического входного сопротивления (входного сопротивления переменному току в рабочем режиме).

Построение входной динамической характеристики производят переносом точек пересечения нагрузочной прямой переменного тока с статическими выходными характеристиками на семейство входных статических характеристик. Рассмотрим построение этой характеристики на примере усилительного каскада с транзистором, включенным с общим эмиттером. Семейства статических выходных и входных характеристик этого транзистора для такого включения даны на рис. 4-3,*а* и *б*; сопротивление нагрузки выход-

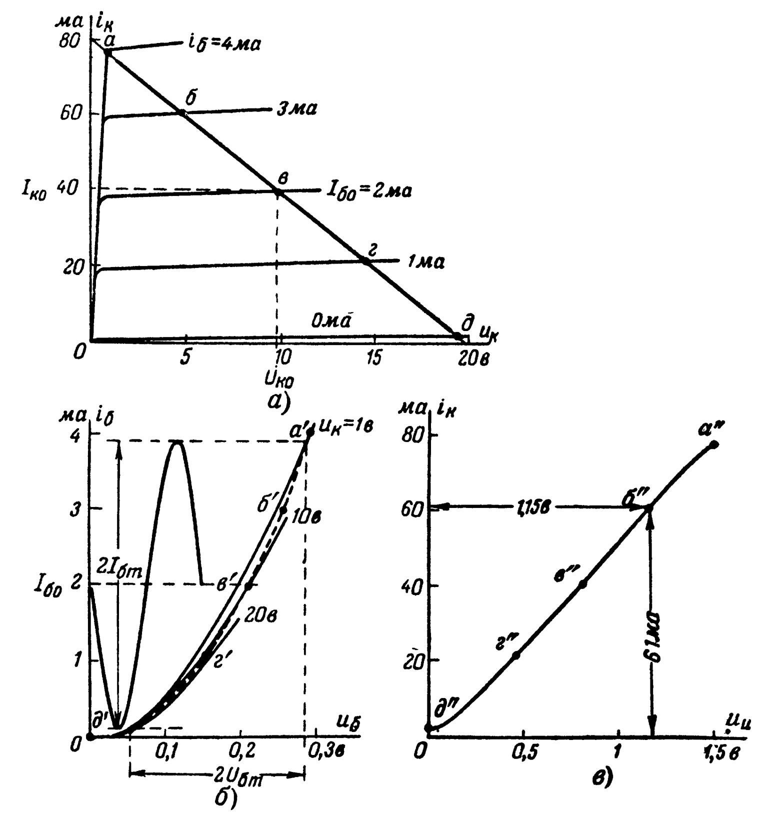


Рис. 4-3. Построение входной и сквозной динамических характеристик транзистора.

а — семейство статических выходных характеристик транзистора для включения с общим эмиттером и нагрузочная прямая для $R_{к\sim}$ = 250 *ом*; *б* — семейство статических входных характеристик для такого же включения и динамическая входная характеристика (пунктир); *в* — сквозная динамическая характеристика для $R_{к\sim}$ = 250 *ом* и $R_и$ = 300 *ом*.

ной цепи (цепи коллектора) переменному току задано равным 250 *ом*.

Построив на семействе выходных характеристик указанным выше способом нагрузочную прямую для $R_{к\sim}=$ $=250$ *ом* и заданных тока покоя коллектора $I_{к0}=40$ *ма* и напряжения покоя коллектора $U_{к0}=9,8$ *в* (наклонная прямая на рис. 4-3,*а*) переносят точки пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками (точки, *а*, *б*, *в*, *г*, *д* на рис. 4-3,*а*) на семейство статических входных характеристик (точки *а'*, *б'*, *в'*, *г'*, *д'* на рис. 4-3,*б*). Например, для точки *а* на рис. 4-3,*а* имеем: $i_б=4$ *ма*; $u_к=1$ *в*. Точку с этими координатами отмечаем на рис. 4-3,*б* (точка *а'*); перенеся аналогичным образом остальные точки пересечения и соединив их плавной линией, получим входную динамическую характеристику переменного тока для сопротивления нагрузки коллекторной цепи переменному току $R_{к\sim}=250$ *ом* (кривая штриховая линия на рис. 4-3,*б*).

Если, как показано на рисунке, удвоенная амплитуда входного тока сигнала $2I_{бm}=3,8$ *ма*, то по входной динамической характеристике нетрудно найти, что для получения такого тока базы в данном случае потребуется удвоенная амплитуда напряжения сигнала на входе $2U_{бm}=0,23$ *в*. Отсюда необходимая входная мощность сигнала $P_{вх}$ и динамическое входное сопротивление транзистора $R_{вх.д}$ составят:

$$P_{вх}=\frac{2I_{б\,m}2U_{б\,m}}{8}=\frac{3,8\cdot10^{-3}\cdot0,23}{8}=1,09\cdot10^{-4}\ вт;$$

$$R_{вх.д}=\frac{2U_{б\,m}}{2I_{б\,m}}=\frac{0,23}{3,8\cdot10^{-3}}=60,5\ ом.$$

Статические входные характеристики для различных напряжений на коллекторе у плоскостных транзисторов мало различаются, иногда они даже пересекаются и сливаются; кроме того, они обычно отсутствуют в справочнике. Поэтому приближенные расчеты можно производить по статической входной характеристике для напряжения на коллекторе, равного напряжению покоя.

Так как в ламповых каскадах входной ток обычно практически отсутствует, при их расчете динамическими входными характеристиками не пользуются.

Сквозные динамические характеристики

Сквозную динамическую характеристику переменного тока используют для расчета коэффициента гармоник транзисторных каскадов, так как она включает в себя нелинейность как входной, так и выходной цепи транзистора.

Для построения сквозной динамической характеристики нужно иметь нагрузочную прямую и входную динамическую характеристику усилительного каскада. Отметив для точек пересечения нагрузочной прямой с статическими выходными характеристиками значения выходного тока $i_{вых}$ и для соответствующих им точек входной динамической характеристики — входной ток $i_{вх}$ и входное напряжение $u_{вх}$, рассчитывают необходимую для каждой точки э. д. с. источника сигнала $u_и$ по выражению

$$u_и = u_{вх} + i_{вх} R_и, \qquad (4\text{-}2)$$

где $R_и$ — внутреннее сопротивление источника сигнала переменному току в случае первого каскада усилителя и выходное сопротивление предыдущего каскада переменному току в случае последующих каскадов.

Точки с найденными таким образом значениями $i_{вых}$ и $u_и$ наносят в координатах $i_{вых}$, $u_и$; соединив их плавной линией, получают сквозную динамическую характеристику.

Для иллюстрации сказанного построим сквозную динамическую характеристику усилительного каскада с транзистором, статические и динамические характеристики которого изображены на рис 4-3, *а* и *б* для включения транзистора с общим эмиттером, сопротивления нагрузки цепи коллектора переменному току $R_{к\sim}=250$ *ом* и выходного сопротивления предыдущего каскада переменному току $R_и=300$ *ом*. Возьмем на нагрузочной прямой на рис. 4-3,*а* любую точку, например точку *b*: для нее $i_{вых}=i_к=61$ *ма*; $i_{вх}=i_б=3$ *ма*. По входной динамической характеристике на рис. 4-3,*б* найдем, что для этой точки (точка *б'*) входное напряжение $u_{вх}=u_б=0{,}25$ *в*. Отсюда для точки *б''* сквозной динамической характеристики (рис. 4-3,*в*), соответствующей выходному току $i_к=61$ *ма*, э. д. с. источника сигнала $u_и$ должна быть равна:

$$u_и = u_{вх} + i_{вх} R_и = 0{,}25 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot 300 = 1{,}15 \text{ в}.$$

Рассчитав таким же образом значения $u_и$ для других точек пересечения нагрузочной прямой с статическими выходными характеристиками, нанеся полученные значения в координатах $i_к$, $u_и$ и соединив нанесенные точки плавной линией, получим сквозную динамическую характеристику каскада, изображенную на рис. 4-3,*в*.

4-2. РАСЧЕТ ГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВЫХОДНОГО ТОКА

Расчет гармонических составляющих выходного тока, необходимых для определения коэффициента гармоник усилительного каскада, при наличии тока во входной цепи усилительного элемента производят по сквозной динамической характеристике при помощи упрощенных методоз гармонического анализа.

Наиболее употребительным методом упрощенного гармонического анализа является метод пяти ординат, при пользовании которым на сквозной динамической характеристике отмечают пять точек (рис. 4-4), соответствующих:

1) полной положительной амплитуде э. д. с. сигнала $U_{иm}$;

2) половине положительной амплитуды э. д. с. сигнала 0,5 $U_{иm}$;

3) точке покоя;

4) половине отрицательной амплитуды э. д. с. сигнала —0,5 $U_{иm}$;

5) полной отрицательной амплитуде э. д. с. сигнала —$U_{иm}$.

Значения выходного тока, соответствующие этим точкам, обозначим соответственно через $I_{макс}$, I_1, I_0, I_2, $I_{мин}$; тогда амплитуду первой гармоники выходного тока I_{1m}, амплитуду второй гармоники I_{2m}, третьей гармоники I_{3m}, четвертой гармоники I_{4m} и среднее значение выходного тока за период сигнала $I_{ср}$ можно найти из выражений:

$$\left.\begin{aligned} I_{1m} &= \frac{I_{макс} - I_{мин} + I_1 - I_2}{3}; \\ I_{2m} &= \frac{I_{макс} + I_{мин} - 2I_0}{4}; \\ I_{3m} &= \frac{I_{макс} - I_{мин} - 2(I_1 - I_2)}{6}; \\ I_{4m} &= \frac{I_{макс} + I_{мин} - 4(I_1 + I_2) + 6I_0}{12}; \\ I_{ср} &= \frac{I_{макс} + I_{мин} + 2(I_1 + I_2)}{6}. \end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}3)$$

Правильность вычислений по формулам (4-3) проверяют по выражению

$$I_{1m} + I_{2m} + I_{3m} + I_{4m} + I_{ср} = I_{макс}. \quad (4\text{-}4)$$

По найденным гармоническим составляющим выходного тока по формуле (2-18) рассчитывают коэффициент гармоник каскада, ограничившись при расчете четырьмя первыми гармониками. Найденное среднее значение выходного тока используют для расчета тока, потребляемого от источника питания.

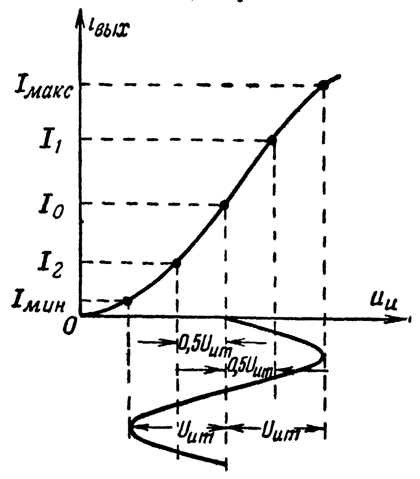


Рис. 4-4. Определение гармонических составляющих выходного тока методом пяти ординат по сквозной динамической характеристике.

В усилительном каскаде с электронной лампой, включенной с общим катодом и работающей без токов управляющей сетки, напряжение сигнала на входе практически не отличается от э. д. с. источника сигнала. Для такого каскада расчет гармонических составляющих анодного тока производят непосредственно по нагрузочной прямой переменного тока (рис. 4-5), на которой отмечают пять точек, соответствующих следующим напряжениям на управляющей сетке: $U_{c0}+U_{cm}$; $U_{c0}+0{,}5U_{cm}$; U_{c0}; $U_{c0}-0{,}5U_{cm}$; $U_{c0}-$ $-U_{cm}$, где U_{c0} — напряжение отрицательного смещения на

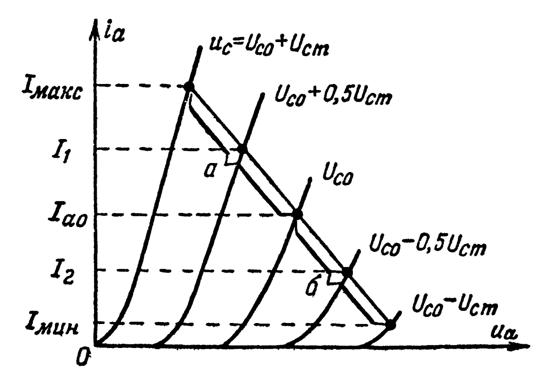


Рис. 4-5. Определение гармонических составляющих анодного тока методом пяти ординат по нагрузочной прямой переменного тока.

управляющей сетке, а U_{cm} — расчетная амплитуда напряжения входного сигнала. Значения анодного тока, соответствующие этим точкам, обозначают, как и в предыдущем случае, через $I_{макс}$, I_1, I_0, I_2, $I_{мин}$ и по формулам (4-3) находят амплитуды четырех первых гармоник анодного тока и его среднее значение, а затем рассчитывают коэффициент гармоник каскада по выражению (2-18).

Пример 4-2. Рассчитаем коэффициент гармоник усилительного каскада с электронной лампой, включенной с общим катодом и работающей без токов управляющей сетки. Семейство ее статических выходных характеристик и нагрузочная прямая для заданного сопротивления нагрузки анодной цепи переменному току приведены на рис. 4-2. Отрицательное смещение на управляющей сетке равно 10 *в*; амплитуда напряжения синусоидального входного сигнала также равна 10 *в*. В этом случае точки *а, б, в, г, д* правого графика и будут являться пятью точками метода пяти ординат.

Подставив в формулы (4-3) значения $I_{макс}=75$ *ма*; $I_1=54$ *ма*; $I_0=30$ *ма*; $I_2=11$ *ма*; $I_{мин}=2$ *ма*, соответствующие точкам *а, б, в, г* и *д*, найдем:

$$I_{1m}=38{,}67\ ма;\ I_{2m}=4{,}25\ ма;\ I_{3m}=-2{,}17\ ма;\ I_{4m}=-0{,}25\ ма;$$

$$I_{ср}=34{,}5\ ма.$$

Проверка вычислений по формуле (4-4) показывает, что они сделаны правильно, так как сумма найденных токов оказывается равной $I_{макс}=75$ *ма*. Значение коэффициента гармоник каскада при работе в таком режиме согласно формуле (2-18) составит:

$$k_г\approx\frac{\sqrt{I_{2m}^2+I_{3m}^2+I_{4m}^2}}{I_1}=\frac{\sqrt{4{,}25^2+2{,}17^2+0{,}25^2}}{38{,}67}=0{,}124=12{,}4\%,$$

что для большинства практических случаев является чрезмерно большой величиной.

4-3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Существует несколько режимов работы усилительных элементов, отличающихся друг от друга своими энергетическими и экономическими показателями, а поэтому имеющих различные области применения.

Режимом А называют такой режим работы усилительного элемента, при котором ток выходной цепи существует в течение всего периода сигнала (рис. 4-6,*а*). В режиме А точка покоя усилительного элемента (точка *0*) находится примерно на середине прямолинейного участка проходной динамической характеристики усилительного элемента. Среднее значение выходного тока $I_{ср}$ в режиме *А* почти не зависит от амплитуды входного сигнала и мало отличается от тока покоя I_0.

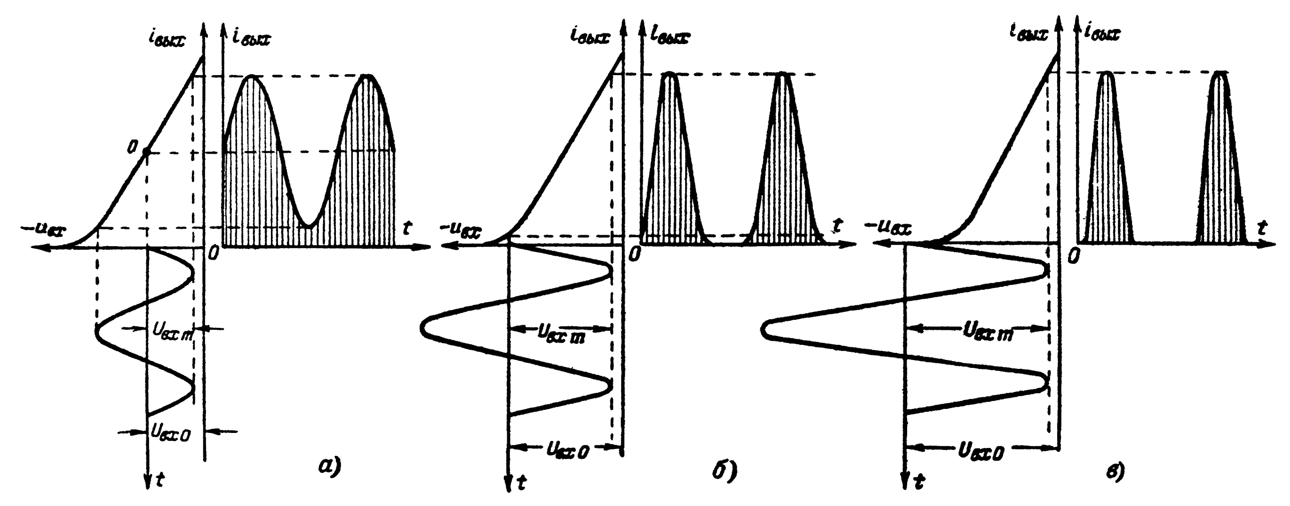


Рис. 4-6. Режимы работы усилительного элемента.

а — режим А; *б* — режим В; *в* — режим С.

Основным достоинством режима А является малый коэффициент гармоник, так как в этом режиме используется линейная часть характеристик усилительного элемента, а его недостатком — низкий к. п. д., обусловленный тем, что амплитуда первой гармоники выходного тока не может превосходить его среднего значения.

Вследствие указанных свойств режим А применяют в каскадах предварительного усиления, а также в каскадах мощного усиления небольшой мощности (с выходной мощностью до нескольких ватт), где необходим малый коэффициент гармоник, а величина к. п. д. не имеет существенного значения. Режим А используют как в однотактных, так и двухтактных каскадах.

Режимом В называют такой режим работы, при котором ток выходной цепи существует в течение примерно половины периода сигнала (рис. 4-6,*б*). В режиме В напряжение смещения входной цепи $U_{вх0}$ примерно равно величине, отсекаемой на горизонтальной оси продолжением спрямленной проходной динамической характеристики. При этом среднее значение выходного тока оказывается почти пропорциональным амплитуде входного сигнала, падая до очень малого значения при его отсутствии.

Основным достоинством режима В является малое потребление энергии питания. Это обусловлено не только более высоким к. п. д. по сравнению с режимом А, но также и тем, что потребляемый от источника питания ток сильно уменьшается при слабых сигналах. В результате при усилении сигналов речи, музыки, каскад мощного усиления, работающий в режиме В, потребляет в несколько раз меньше энергии от источника питания, чем каскад с такой же выходной мощностью, работающий в режиме А.

Недостатком режима В является то, что в нем усилительный элемент почти полпериода «заперт», а следовательно, усиливает только один полупериод подводимого сигнала. Поэтому в усилителях гармонических сигналов режим В применяют только в двухтактной схеме, где одно плечо работает при положительном, а другое при отрицательном полупериоде, в результате чего воспроизводятся обе полуволны сигнала.

Каскады мощного усиления с выходной мощностью порядка десятков ватт и выше работают почти исключительно в режиме В, так как здесь необходимость применения двухтактной схемы вполне окупается уменьшением потребляемой энергии. В переносных устройствах, питаемых от

химических источников тока, применение режима В экономически выгодно даже в каскадах с выходной мощностью в доли ватта.

В каскадах предварительного усиления, а также в каскадах мощного усиления с малой выходной мощностью, питаемых от сети переменного тока через выпрямитель, применение режима В оказывается нецелесообразным из-за необходимости использования двухтактной схемы.

Режимом С называют режим работы, при котором ток в выходной цепи течет меньше половины периода сигнала (рис. 4-6,*в*). Здесь точка покоя расположена левее места пересечения спрямленной динамической характеристики с горизонтальной осью и усилительный элемент при отсутствии сигнала полностью заперт. В режиме С потребление питающей энергии еще меньше, чем в режиме В; однако даже использование двухтактной схемы здесь не дает возможности воспроизвести весь период сигнала. Поэтому в усилителях гармонических сигналов произвольной формы режим С не применяется.

Режимом D или ключевым режимом называют такой режим, при котором усилительный элемент находится только в двух состояниях: или заперт и текущий через него ток равен нулю, или отперт и падение напряжения на нем близко к нулю. При этом потери энергии в усилительном элементе оказываются очень малыми, а следовательно, к. п. д. очень высоким (еще выше, чем в режиме С). Однако для усиления гармонических сигналов применить режим D можно только после преобразования этих сигналов в прямоугольные импульсы постоянной амплитуды и изменяющейся ширины, усиления и обратного их преобразования. Преобразующие устройства оказываются сложными, а поэтому режим D может найти применение лишь в выходных каскадах усилителей очень большой мощности; в настоящее время имеются лишь опытные образцы усилителей, работающих в таком режиме.

Если амплитуда входного сигнала на управляющей сетке лампы усилительного каскада превосходит напряжение отрицательного смещения, то в течение части периода сигнала в цепи управляющей сетки проходит сеточный ток. Такой режим работы лампы называют работой с токами сетки.

Работа с токами сетки позволяет снизить напряжение источника анодного питания при сохранении выходной мощности, а в некоторых случаях повышает к. п. д. каска-

да и снимаемую с него мощность. Ее недостатками являются увеличение коэффициента гармоник и необходимость повышения выходной мощности предыдущего каскада, нагружаемого токами сетки. При выходной мощности в несколько сотен ватт и выше работа с токами сетки позволяет значительно сократить размеры, вес и стоимость как усилителя, так и его источников питания; поэтому усилительные каскады такой мощности с электронными лампами всегда работают с токами сетки. Получаемый при этом выигрыш с избытком окупает меры, принимаемые для снижения коэффициента гармоник усилителя.

Для обозначения работы с токами сетки используют индекс 2 при символе режима (например, режим A_2, B_2 и т. д.).

4-4. СВОЙСТВА И ПРИМЕНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБОВ ВКЛЮЧЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Свойства усилительного элемента зависят от способа его включения; поэтому способ включения выбирают сообразно предъявленным к усилительному каскаду требованиям.

Электронная лампа, включенная с общим катодом, дает большое усиление как тока, так и напряжения сигнала. Ее выходное сопротивление при таком включении сравнительно велико и определяется параллельным соединением внутреннего сопротивления лампы переменному току R_i и междуэлектродной емкости $C_{вых}$ (емкость анод — остальные электроды, кроме управляющей сетки). Входное сопротивление лампы при таком включении и отсутствии сеточных токов очень велико; практически оно определяется сопротивлением переменному току входной динамической емкости лампы $C_{вх.д}$, определяющейся выражениями:

для триода

$$C_{вх.д} = C_{с.к} + C_{с.а}\left(1 + \frac{U_{am}}{U_{cm}}\right) \approx C_{с.к} + C_{с.а}(1 + K_{ср}); \qquad (4\text{-}5)$$

для экранированной лампы

$$C_{вх.д} = C_{вх} + C_{пр}\left(1 + \frac{U_{am}}{U_{cm}}\right) \approx C_{вх} + C_{пр}(1 + K_{ср}). \qquad (4\text{-}6)$$

Здесь $C_{с.к}$ — статическая междуэлектродная емкость управляющая сетка — катод;

$C_{с.а}$ и $C_{пр}$ — проходная емкость, равная статической междуэлектродной емкости управляющая сетка — анод;

$C_{вх}$ — статическая междуэлектродная емкость управляющая сетка — остальные электроды, кроме анода;

$U_{a\,m}$ — амплитуда напряжения сигнала между анодом и катодом;

U_{cm} — то же между управляющей сеткой и катодом;

$K_{ср}$ — коэффициент усиления каскада.

Физически динамическая входная емкость лампы, включенной с общим катодом, оказывается равной сумме $C_{с.к}$ (или $C_{вх}$) и проходной емкости, умноженной на $1+\frac{U_{am}}{U_{cm}}$ потому, что к последней емкости приложена сумма входного и выходного напряжений сигнала, превышающая в $1+\frac{U_{a\,m}}{U_{c\,m}}$ раз входное напряжение.

Так как $C_{пр}$ экранированной лампы обычно не превышает сотых долей пикофарады, ее динамическая входная емкость при включении с общим катодом оказывается во много раз меньше динамической входной емкости триода,

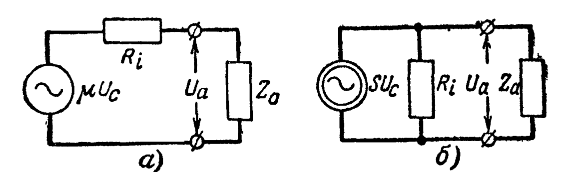


Рис. 4-7. Эквивалентные схемы выходной цепи электронной лампы, включенной с общим катодом.

а — эквивалентная схема с генератором э. д. с.; *б* — эквивалентная схема с генератором тока

у которого $C_{с.а}$ обычно равна нескольким пикофарадам. Так как динамическая входная емкость снижает усиление каскада на высоких частотах (см. § 5-2), в широкополосных усилителях при включении с общим катодом применяют только экранированные лампы.

При расчете токов и напряжений сигнала в цепях усилительного каскада выходную цепь электронной лампы заменяют эквивалентной схемой, два варианта которой для включения с общим катодом даны на рис. 4-7. Схему

рис. 4-7,*а* называют **эквивалентной схемой с генератором э. д. с.**; она удобна в тех случаях, когда все (или почти все) элементы эквивалентной схемы каскада соединены последовательно. Схему рис. 4-7,*б* называют **эквивалентной схемой с генератором тока**; ее удобно применять, когда все или почти все элементы эквивалентной схемы соединены параллельно. При включении с общим катодом лампа меняет полярность сигнала на обратную, т. е. при подаче на управляющую сетку лампы положительного напряжения сигнала напряжение сигнала на ее аноде оказывается отрицательным.

Ввиду высокого входного сопротивления, большого усиления как тока, так и напряжения сигнала включение лампы с общим катодом является наиболее употребительным и применяется в большинстве входных и выходных каскадов ламповых усилителей и почти во всех промежуточных каскадах.

Электронная лампа, включенная с общим анодом (катодный повторитель), дает коэффициент усиления напряжения меньше единицы, т. е. не усиливает напряжения подведенного сигнала; усиление же тока сигнала при таком включении еще больше, чем при включении с общим катодом. Выходное сопротивление лампы при включении с общим анодом очень мало и определяется параллельным соединением активного сопротивления $\frac{R_{i\text{к}}}{1+\mu} \approx \frac{1}{S_\text{к}}$ и суммы статических емкостей катод — подогреватель $C_{\text{к.п}}$ и выходной емкости лампы $C_{\text{вых}}$. Здесь $R_{i\text{к}}$ и $S_\text{к}$ — внутреннее сопротивление и статическая крутизна характеристики лампы по цепи катода в точке покоя. Значение $S_\text{к}$ для триода и для экранированной лампы с блокировочным конденсатором $C_\text{э}$, включенным на катод, равно статической крутизне характеристики анодного тока S в точке покоя, а для экранированной лампы с конденсатором $C_\text{э}$, подключенным к общему проводу, и для экранированной лампы без цепочки $C_\text{э}R_\text{э}$ в цепи экранирующей сетки определяется выражением

$$S_\text{к} = S\frac{I_{\text{а}0} + I_{\text{э}0}}{I_{\text{а}0}}, \tag{4-7}$$

где $I_{\text{а}0}$ и $I_{\text{э}0}$ — ток покоя цепи анода и цепи экранирующей сетки лампы соответственно.

Входное сопротивление лампы при включении ее с общим анодом очень велико и практически равно сопротив-

лению входной динамической емкости каскада, определяемой при таком включении триода выражением

$$C_{вх.д} = C_{с.к}(1 - K_{ср}) + C_{с.а}. \qquad (4\text{-}8)$$

Для экранированной лампы при включении $C_э$ к общему проводу и для экранированной лампы в триодном соединении

$$C_{вх\,д} = C_{с.к}(1 - K_{ср}) + C_{с.э} + C_{пр} \approx$$
$$\approx 0{,}5C_{вх}(2 - K_{ср}) + C_{пр}. \qquad (4\text{-}9)$$

Для экранированной лампы при включении $C_э$ к катоду

$$C_{вх.д} \approx C_{вх}(1 - K_{ср}). \qquad (4\text{-}10)$$

В этих выражениях $K_{ср}$ — коэффициент усиления напряжения катодного повторителя, а $C_{с.э}$ — статическая междуэлектродная емкость управляющая сетка — экранирующая сетка.

При включении лампы с общим анодом динамическая входная емкость получается очень малой и почти одинаковой как для триода, так и для экранированной лампы. Поэтому в катодных повторителях широкополосных и импульсных усилителей можно применять как триоды, так и экранированные лампы в пентодном, тетродном и триодном соединениях.

Катодный повторитель сохраняет полярность усиливаемых сигналов; его применяют в качестве входного каскада в усилителях с большим входным сопротивлением и малой входной емкостью, а также в качестве выходного каскада в широкополосных и импульсных усилителях, работающих на концентрический кабель или малое емкостное сопротивление (порядка десятков или сотен ом). Коэффициент гармоник катодного повторителя $k_{г.п}$ меньше коэффициента гармоник каскада с общим катодом $k_г$, работающего в том же режиме, и определяется выражением

$$k_{г.п} = k_г(1 - K_{ср}). \qquad (4\text{-}11)$$

Эквивалентная схема выходной цепи катодного повторителя не отличается от схем, изображенных на рис. 4-7, в которых μ заменяют на $\frac{\mu}{1+\mu}$, R_i на $R_{iк}$ и S на $S_к$.

Электронная лампа, включенная с общей сеткой, не усиливает ток, но дает большое усиление напряжения сигнала.

Выходное сопротивление при таком включении лампы наибольшее и для триода равно параллельному соединению сопротивления, равного $R_i + Z_и (1 + \mu)$, и емкости $C_{с.а}$; входное сопротивление очень мало и равно параллельному соединению сопротивления $\frac{R_i + Z_н}{1 + \mu}$ и суммы емкостей $C_{с.к}$ и $C_{к.п}$, где $Z_и$ и $Z_н$ — сопротивления источника сигнала и нагрузки выходной цепи.

Ввиду низкого входного сопротивления включение лампы с общей сеткой не используется в звуковых, широкополосных и импульсных усилителях, находя применение лишь в некоторых схемах сложных усилительных каскадов (например, инверсном каскаде с катодной связью, балансных каскадах усилителей постоянного тока и др.).

Транзистор, включенный с общим эмиттером, дает большое усиление как тока, так и напряжения сигнала, а также наибольшее из всех способов включения усиление мощности. Входное сопротивление транзистора при этом сравнительно невелико (от сотен до тысяч ом для маломощных транзисторов) и падает с увеличением сопротивления нагрузки выходной цепи. Выходное же сопротивление велико (десятки килоом для маломощных транзисторов) и понижается с возрастанием сопротивления источника сигнала. При таком включении транзистор меняет полярность усиливаемого сигнала. Коэффициент гармоник при включении с общим эмиттером максимален, достигая при полном использовании транзистора 5—15%.

Коэффициенты усиления напряжения и тока K и $K_т$, входное и выходное сопротивления $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ транзистора с общим эмиттером в области частот, где можно пренебречь влиянием междуэлектродных емкостей и инерцией носителей зарядов, определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} \dot{K}_{о.э} &\approx \frac{r_г Z_н}{r_б(r_к - r_г + Z_н) + r_э(r_к + Z_н)}; \\ \dot{K}_{т.о.э} &\approx \frac{r_г}{r_к - r_г + Z_н}; \\ Z_{вх.о.э} &\approx r_б + r_э \frac{r_к + Z_н}{r_к - r_г + Z_и}; \\ Z_{вых.о.э} &\approx r_к - r_г + r_э \frac{r_г + r_б + Z_н}{r_э + r_б + Z_и}, \end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}12)$$

где $r_э$, $r_б$, $r_к$ и $r_г$ — сопротивления эмиттера, базы, коллектора и эквивалентного генератора соответственно, указываемые в справочных данных транзистора или вычисленные по другим его параметрам;

$Z_н$ и $Z_и$ — сопротивления нагрузки и источника сигнала соответственно.

При $Z_н \ll Z_{вых}$, что имеет место в большинстве случаев практики, коэффициент усиления тока и входное сопротивление определяются более простыми выражениями:

$$K_{т\ о.э} \approx \beta \approx \frac{r_г}{r_к - r_г} \approx \frac{\alpha}{1-\alpha};\ Z_{вх.\ о.э} \approx R_{вх} \approx$$

$$\approx r_б + \frac{r_э}{1-\alpha}, \quad (4\text{-}13)$$

где α — статический коэффициент усиления тока при включении транзистора с общей базой.

Граничная частота транзистора (частота, на которой коэффициент усиления тока падает до 0,707 его значения на очень низких частотах) при включении с общим эмиттером $f_{гр.о.э}$ приближенно определяется выражением

$$f_{гр.\ о.э} \approx f_{гр.\ о.б}(1-\alpha), \quad (4\text{-}14)$$

где $f_{гр.\ о.б}$ — граничная частота того же транзистора при включении с общей базой, указываемая в справочных данных.

Вследствие наибольшего усиления мощности подводимых сигналов включение с общим эмиттером является наиболее употребительным в транзисторных каскадах предварительного усиления, а также нередко применяется и в каскадах мощного усиления, так как при таком включении необходимая мощность входного сигнала обычно минимальна.

Транзистор, включенный с общим коллектором (эмиттерный повторитель), не усиливает напряжения сигнала, но дает усиление тока сигнала; его входное сопротивление велико (для маломощного транзистора от сотен ом до сотен килоом) и очень сильно возрастает при увеличении сопротивления нагрузки. Выходное сопротивление при таком включении мало (для маломощного транзистора от десятков ом до десятков килоом) и очень сильно возрастает при увеличении сопротивления источника сигнала. Эмиттерный повторитель не меняет полярности усиливаемого сигнала;

его коэффициент гармоник минимален и при полном использовании транзистора и правильном выборе режима обычно не превосходит 1%. Коэффициенты усиления напряжения и тока, входное и выходное сопротивления здесь определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} \dot{K}_{о.к} &\approx \frac{r_к Z_н}{r_б(r_к - r_г + Z_н) + r_к(r_э + Z_н)}; \\ \dot{K}_{т.о.к} &\approx \frac{r_к}{r_к - r_г + Z_н}; \\ Z_{вх.\,о.к} &\approx r_б + r_к \frac{r_э + Z_н}{r_к - r_г + Z_н}; \\ Z_{вых\,о.к} &\approx r_э + (r_к - r_г)\frac{r_б + Z_н}{r_к + Z_н}. \end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}15)$$

При $Z_н \ll Z_{вых}$ коэффициент усиления тока и входное сопротивление определяются по более простым формулам:

$$K_{т.\,о.к} \approx \gamma \approx \frac{r_к}{r_к - r_г} \approx \frac{1}{1-\alpha}; \; Z_{вх.о\,к.} \approx R_{вх.\,о.к} \approx r_б + \frac{r_э}{1-\alpha}. \quad (4\text{-}16)$$

Граничная частота при включении транзистора с общим коллектором определяется приближенным выражением (4-14), как и при включении с общим эмиттером.

Вследствие отсутствия усиления напряжения сигнала включение с общим коллектором используют редко, применяя его в первых каскадах предварительных усилителей при необходимости повышения их входного сопротивления, а также в последних каскадах при необходимости согласования выходного сопротивления усилителя с сопротивлением нагрузки. В каскадах мощного усиления его также применяют редко, так как оно обычно требует большей мощности входного сигнала, чем включение с общим эмиттером и даже с общей базой. Однако при необходимости получения очень малого коэффициента гармоник, а также при очень малых напряжениях источника питания (порядка 1—2 *в*) и значительной выходной мощности включение с общим коллектором может оказаться для каскада мощного усиления наилучшим.

Транзистор при включении с общей базой не дает усиления тока, но дает большое усиление напряжения сигна-

ла. Входное сопротивление при этом очень мало (омы или десятки ом для маломощных транзисторов) и возрастает при увеличении сопротивления нагрузки. Выходное сопротивление очень велико (сотни килоом и даже мегомы) и растет с повышением сопротивления источника сигнала. При таком включении транзистор не меняет полярности усиливаемых сигналов; коэффициент гармоник при включении с общей базой обычно не превосходит нескольких процентов при полном использовании транзистора. Коэффициенты усиления напряжения, тока, входное и выходное сопротивления для этого случая определяются формулами

$$\left.\begin{aligned} \dot{K}_{о.б} &\approx \frac{r_г Z_н}{r_б(r_к - r_г + Z_н) + r_э(r_к + Z_н)}; \\ \dot{K}_{т.\,о.б} &\approx \frac{r_г}{r_к + Z_н}; \\ Z_{вх.\,о.б} &\approx r_э + r_б \frac{r_к - r_г + Z_н}{r_к + Z_н}; \\ Z_{вых.о.б} &\approx r_к - r_э \frac{r_г - Z_н}{r_б + r_э + Z_н}. \end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}17)$$

При $Z_н \ll Z_{вых}$, что имеет место в большинстве практических случаев, выражения для $K_т$ и $Z_{вх}$ упрощаются:

$$K_{т.\,о.б} \approx \frac{r_г}{r_к} \approx \alpha; \quad Z_{вх.\,о.б} \approx r_э + r_б(1 - \alpha). \qquad (4\text{-}18)$$

Вследствие очень низкого входного и очень высокого выходного сопротивлений включение с общей базой сравнительно редко применяется в каскадах предварительного усиления, так как требует применения трансформаторной схемы межкаскадной связи для сближения весьма сильно отличающихся входного и выходного сопротивлений. В каскадах мощного усиления, несмотря на более высокую входную мощность сигнала по сравнению с включением с общим эмиттером, оно применяется довольно часто, так как дает небольшие нелинейные искажения.

В справочных данных нередко даются так называемые h-параметры транзистора, а не его сопротивление базы $r_б$,

эмиттера $r_э$ и т. п., входящие в формулы (4-12)—(4-18). Поэтому ниже приведены выражения, позволяющие рассчитать значения r по h-параметрам транзистора:

$$\left.\begin{aligned}
r_э &= h_{11\,о.б} - \frac{h_{12\,о.б}}{h_{22\,о.б}}(1 + h_{21\,о.б}) = \frac{h_{12\,о.э}}{h_{22\,о.э}};\\
r_б &= \frac{h_{12\,о.б}}{h_{22\,о.б}} = h_{11\,о.э} - \frac{h_{12\,о.э}}{h_{22\,о.э}}(1 + h_{21\,о.э});\\
r_г &= \frac{h_{21\,о.б} + h_{12\,о.б}}{h_{22\,о.б}} = \frac{h_{12\,о.э} + h_{21\,о.э}}{h_{22\,о.э}};\\
r_к &= \frac{1 - h_{12\,о.б}}{h_{22\,о.б}} = \frac{1 + h_{21\,о.э}}{h_{22\,о.э}};\\
\alpha &= h_{21\,о.б} = \frac{h_{21\,о.э}}{1 + h_{21\,о.э}}.
\end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}19)$$

Здесь индексами «о. б» отмечены h-параметры транзистора для его включения с общей базой, а индексами «о. э» — его h-параметры для включения с общим эмиттером. Если в справочнике не указано, для какого включения в нем даны h-параметры, то они обычно относятся к включению с общей базой.

Глава пятая

КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

5-1. ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

В § 3-1 указывалось, что основным требованием, предъявляемым к каскадам предварительного усиления, обычно является наибольший возможный коэффициент усиления при заданной частотной, фазовой или переходной характеристике. Исходя из этого, в каскадах предварительного усиления используют маломощные усилительные элементы с высоким коэффициентом усиления и так выбирают режим их работы, способ включения и детали схемы, чтобы получить возможно большее усиление сигнала при малом расходе питающей энергии.

5-2. РЕОСТАТНЫЙ КАСКАД

Применение и эквивалентные схемы

Вследствие своей простоты, дешевизны, малых размеров и хороших характеристик реостатный каскад является основным типом каскада предварительного усиления современных электронных усилителей. В нем может быть использован любой электронный усилительный элемент с высоким коэффициентом усиления (триод с большим μ, тетрод, пентод, транзистор).

Электронную лампу в нем обычно включают с общим катодом, так как при этом и при работе в области отрицательных напряжений на управляющей сетке лампа имеет очень высокое входное сопротивление и дает большое усиление как напряжения, так и тока сигнала при работе на нагрузку с высоким сопротивлением. Транзистор в таком каскаде по тем же причинам обычно включают с общим эмиттером, так как только при этом можно соединить последовательно несколько реостатных каскадов и получить от каждого из них усиление тока, напряжения и мощности сигнала.

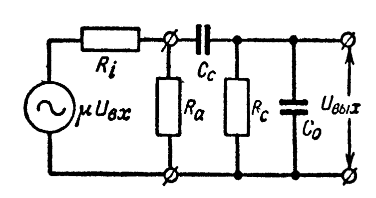


Рис. 5-1. Эквивалентная схема реостатного каскада с электронной лампой, включенной с общим катодом.

Принципиальные схемы реостатных каскадов предварительного усиления с электронной лампой и транзистором показаны на рис. 3-17. Для выбора режима работы усилительного элемента и расчета деталей схемы каскада по заданным электрическим характеристикам (частотной, фазовой или переходной), а также для расчета характеристик каскада по электрическим данным деталей принципиальной схемы пользуются эквивалентной схемой каскада.

Эквивалентная схема реостатного каскада предварительного усиления с электронной лампой, включенной с общим катодом, дана на рис. 5-1. В ней не нашли отражения цепи: катодного смещения $C_кR_к$, развязывающего фильтра $C_фR_ф$, экранирующей сетки $C_эR_э$ и другие вспомогательные цепи, которые могут находиться в каскаде. Влияние таких цепей на свойства каскада и его характеристики удобнее учитывать отдельно и рассчитывать их самостоятельно (§ 5-4 и 7-4).

В этой эквивалентной схеме μ и R_i — статический коэффициент усиления и внутреннее сопротивление примененной в каскаде электронной лампы в точке покоя, $R_а$ и $R_с$ — сопротивление в цепи анода и сопротивление утечки цепи управляющей сетки, C_0 — полная емкость, нагружающая каскад и определяемая выражением

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх\,д\,сл}, \qquad (5\text{-}1)$$

где $C_{вых}$ — выходная емкость лампы рассчитываемого каскада, значение которой берут из справочных данных лампы;

$C_м$ — суммарная емкость монтажа анодной цепи рассчитываемого каскада и цепи управляющей сетки следующего каскада;

$C_{вх.\,д.сл}$ — динамическая входная емкость следующего каскада, определяемая формулами (4-5), (4-6), (4-8) — (4-10) в зависимости от его схемы.

Емкость монтажа $C_м$ для каскада с электронной лампой и деталями схемы (конденсаторами, сопротивлениями) обычного размера при хорошо выполненном монтаже и правильно размещенных деталях обычно лежит в пределах 10—12 *пф*; при миниатюрных лампах и деталях ее можно считать равной 5—7 *пф*.

Если рассчитываемый каскад предварительного усиления работает не на следующий каскад с электронной лампой, а на другую нагрузку, то в эквивалентной схеме каскада $R_с$ заменяют сопротивлением нагрузки $R_н$, а в формуле (5-1) $C_{вх.д}$ заменяют емкостью нагрузки $C_н$.

Эквивалентная схема выходной цепи транзисторного реостатного каскада аналогична схеме на рис. 5-1, а поэтому его характеристики в области частот, где еще не сказываются частотные свойства транзистора, не отличаются от характеристик лампового каскада.

Характеристики и расчетные формулы

Из рис. 5-1 видно, что при подаче на вход реостатного каскада синусоидального сигнала $U_{вх}$ неизменной амплитуды выходное напряжение $U_{вых}$ будет изменяться с изменением частоты сигнала из-за присутствия в схеме емкостей $C_с$ и C_0. При понижении частоты сигнала сопротивление разделительного конденсатора $C_с$ переменному току возрастает, вследствие чего падение напряжения сигнала на нем увеличивается и выходное напряжение $U_{вых}$, па-

дающее на сопротивлении R_c, уменьшается. Поэтому частотная характеристика реостатного каскада на низких частотах падает с понижением частоты из-за влияния разделительного конденсатора C_c. При повышении частоты сигнала сопротивление емкостей C_c и C_0 переменному току падает и на высоких частотах ток сигнала, протекающий через емкость C_0, резко увеличивается. В результате этого падение напряжения сигнала на внутреннем сопротивлении лампы R_i возрастает, выходное напряжение уменьшается и частотная характеристика реостатного каскада на высоких частотах падает из-за влияния емкости C_0 с повышением частоты.

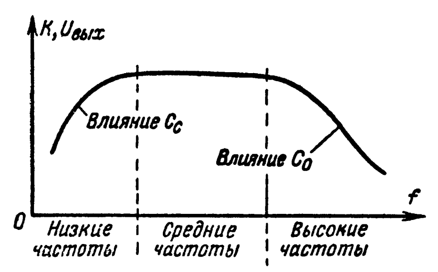


Рис. 5-2. Частотная характеристика реостатного каскада.

Емкость разделительного конденсатора C_c берут во много раз больше нагружающей каскад емкости C_0, а поэтому в средней области частот конденсатор C_c обычно не влияет на частотную характеристику, так как его сопротивление на этих частотах невелико и падение напряжения сигнала на нем ничтожно. Сопротивление же емкости C_0 на этих частотах еще достаточно велико ввиду малого ее значения, ток сигнала через нее невелик, и она также не влияет на частотную характеристику каскада на средних частотах.

Поэтому рабочую область частот реостатного, а также и всякого другого усилительного каскада можно разделить на три области (рис. 5-2): области нижних частот, в которой на свойства реостатного каскада влияет конденсатор C_c; область средних частот, в которой на свойства каскада не влияет ни C_c, ни C_0, а поэтому частотная характеристика горизонтальна; и область верхних частот, в которой на свойства каскада влияет нагружающая его емкость C_0.

На этом основании для облегчения анализа свойств и упрощения расчета усилительных каскадов полную эквивалентную схему обычно преобразуют в три частные эквивалентные схемы: для нижних, средних и верхних частот, в которые входят только те элементы, которые влияют на свойства каскада в данной области частот. Эквивалентные

схемы реостатного каскада с электронной лампой, справедливые для указанных областей частот, составленные на основании полной эквивалентной схемы, изображены на

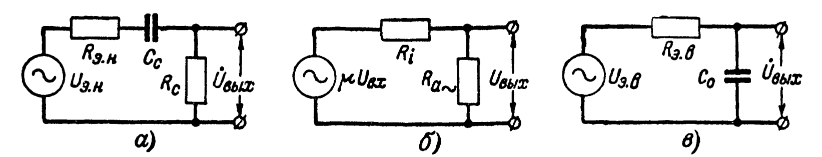


Рис. 5-3. Эквивалентные схемы реостатного каскада.
а — для нижних частот; *б* — для средних частот; *в* — для верхних частот.

рис. 5-3. На этих схемах применены следующие обозначения:

$U_{э.н}$ и $R_{э.н}$ — э. д. с. и сопротивление эквивалентного генератора для нижних частот, определяемые выражениями:

$$U_{э.н}=\mu U_{вх}\frac{R_a}{R_i+R_a};\quad R_{э.н}=\frac{R_i R_a}{R_i+R_a},\qquad(5\text{-}2)$$

$U_{э.в}$ и $R_{э.в}$ — э. д. с. и сопротивление эквивалентного генератора для верхних частот, равные

$$U_{э.в}=\mu U_{вх}\frac{R_{a\sim}}{R_i+R_{a\sim}};\quad R_{э.в}=\frac{R_i R_{a\sim}}{R_i+R_{a\sim}};\qquad(5\text{-}3)$$

$R_{a\sim}$ — сопротивление нагрузки анодной цепи переменному току, равное

$$R_{a\sim}=\frac{R_a R_c}{R_a+R_c}.\qquad(5\text{-}4)$$

Из эквивалентной схемы для средних частот (рис. 5-3,*б*) нетрудно найти, что коэффициент усиления напряжения реостатного каскада с электронной лампой $K_{ср}$ определится как

$$K_{ср}=\mu\frac{R_{a\sim}}{R_i+R_{a\sim}}=SR_{э.в},\qquad(5\text{-}5)$$

где S — статическая крутизна характеристики анодного тока лампы в точке покоя.

Коэффициент усиления тока транзисторного реостатного каскада предварительного усиления с общим эмиттером

согласно аналогичной эквивалентной схеме определится выражением

$$K_{т.ср} \approx \beta \frac{R_{к\sim}}{R_{вх.сл}} = \frac{\alpha R_{к\sim}}{(1-\alpha) R_{вх.сл}}, \qquad (5\text{-}6)$$

где $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление следующего каскада, найденное по его входной динамической характеристике или рассчитанное по формулам (4-12) — (4-18) в зависимости от способа включения транзистора следующего каскада и условий его работы;

$R_{к\sim}$ — сопротивление нагрузки цепи коллектора переменному току, равное параллельному соединению сопротивлений $R_{вх.сл}$, $R_к$ и других сопротивлений, подключенных к ним параллельно.

Из эквивалентных схем для нижних (рис. 5-3,*а*) и верхних (рис. 5-3,*в*) частот можно найти, что коэффициент частотных искажений лампового реостатного каскада и его коэффициент усиления напряжения на нижних частотах определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} M &= \sqrt{1 + \left[\frac{1}{6{,}28 f C_c (R_{э.н} + R_c)}\right]^2}; \\ K &= \frac{K_{ср}}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{6{,}28 f C_c (R_{э.н} + R_c)}\right]^2}}, \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}7)$$

а на верхних частотах:

$$\left.\begin{aligned} M &= \sqrt{1 + (6{,}28 f C_0 R_{э.в})^2}; \\ K &= \frac{K_{ср}}{\sqrt{1 + (6{,}28 f C_0 R_{э.в})^2}}, \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}8)$$

где f — частота, на которой определяют коэффициент частотных искажений или коэффициент усиления.

По формулам (5-7) и (5-8) строят частотную характеристику лампового реостатного каскада. Решив эти формулы относительно C_c и $R_{э.в}$ и заменив в них M на $M_н$ и $M_в$, а f на низшую и высшую рабочие частоты $f_н$ и $f_в$, получим формулы для определения необходимой емкости разделительного конденсатора и максимально допустимого значения $R_{э.в}$ по допустимому значению коэффициента ча-

стотных искажений $M_{н.с}$ на низшей рабочей частоте от влияния конденсатора $C_с$ и допустимому коэффициенту частотных искажений $M_в$ на высшей рабочей частоте:

$$C_с \geqslant \frac{1}{6{,}28 f_н (R_{э.н} + R_с)\sqrt{M_{н.с}^2 - 1}} \approx \frac{1}{6{,}28 f_н R_с \sqrt{M_{н.с}^2 - 1}}; \tag{5-9}$$

$$R_{э.в} \leqslant \frac{\sqrt{M_в^2 - 1}}{6{,}28 f_в C_0}. \tag{5-10}$$

Из эквивалентной схемы рис. 5-3,*а* видно, что на нижних частотах сопротивление цепи, подключенной к генератору сигнала, имеет емкостную и активную составляющие, а поэтому ток в цепи опережает э. д. с. эквивалентного генератора. Выходное напряжение, равное произведению тока на сопротивление $R_с$, также опережает э. д. с., а следовательно, и находящееся с ним в фазе входное напряжение. В результате этого в области нижних частот угол сдвига фазы между выходным и входным напряжениями реостатного каскада при понижении частоты до нуля стремится к $+90°$, а при повышении частоты — к нулю.

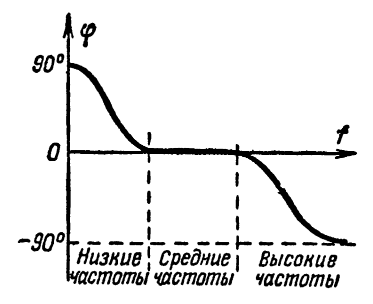


Рис. 5-4. Фазовая характеристика реостатного каскада.

На верхних частотах, как видно из рис. 5-3,*в*, ток в цепи также опережает э. д. с. эквивалентного генератора на угол, меньший 90°, так как цепь имееть активную и емкостную составляющие сопротивления; выходное напряжение, снимаемое с емкости C_0, отстает от тока на 90°, а следовательно, отстает от э. д. с. эквивалентного генератора и от входного напряжения, находящегося в фазе с э. д. с. В результате сказанного в области верхних частот у реостатного каскада угол сдвига фазы между выходным и входным напряжениями при безграничном повышении частоты стремится к $-90°$, а при понижении частоты — к нулю.

Поэтому фазовая характеристика реостатного каскада имеет вид, изображенный на рис. 5-4; формулы для ее расчета, соответствующие эквивалентным схемам на рис. 5-3,*а* и 5-3,*в*, таковы:

для области нижних частот

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{6{,}28fC_c(R_{э.н} + R_c)} \approx \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{6{,}28fC_cR_c}; \qquad (5\text{-}11)$$

для области верхних частот

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg}(6{,}28fC_0R_{э.в}). \qquad (5\text{-}12)$$

При подаче на вход реостатного каскада мгновенного скачка напряжения или тока напряжение на выходе не может мгновенно возрасти до установившегося значения из-за влияния емкости C_0; заряд этой емкости, а следовательно, и нарастание выходного напряжения происходят по экспоненциальному закону, известному из основ электротехники. Заряд емкости C_0 происходит быстро из-за малого ее значения; за время ее заряда напряжение сигнала на разделительном конденсаторе C_c из-за большой емкости последнего остается близким к нулю, а поэтому при рассмотрении процесса нарастания фронта выходного импульса емкость C_c можно считать замкнутой. При этом полная эквивалентная схема, изображенная на рис. 5-1, превратится в эквивалентную схему для верхних частот.

Отсюда следует, что *переходная характеристика в области малых времен и связанные с ней время установления и выброс фронта определяются эквивалентной схемой для верхних частот*. Так как частотная и фазовая характеристики на верхних частотах определяются этой же эквивалентной схемой, *время установления и выброс фронта связаны с частотной и фазовой характеристиками в области верхних частот*.

По окончании заряда емкости C_0 ее можно исключить из эквивалентной схемы каскада; при дальнейшем рассмотрении процесса влиянием емкости C_c пренебрегать нельзя, так как она постепенно будет заряжаться через сопротивление R_c, и выходное напряжение каскада, равное разности напряжений на сопротивлении R_a и емкости C_c, уменьшается по мере заряда последней. При исключении из схемы на рис. 5-1 емкости C_0 эта схема обратится в эквивалентную схему для нижних частот. Отсюда ясно, что *переходная характеристика в области больших времен и связанные с ней искажения плоской вершины импульса определяются эквивалентной схемой для нижних частот*. Ввиду того что частотная и фазовая характеристики на нижних частотах определяются этой же эквивалентной схемой, *искажения плоской вершины импульса и, в част-*

ности, ее спад связаны с частотной и фазовой характеристиками в области нижних частот.

Сформулированные здесь правила связи частотных и фазовых характеристик с переходными и переходных характеристик с эквивалентными схемами имеют общий характер и справедливы как для отдельных усилительных каскадов с любой схемой межкаскадной связи, так и для многокаскадных усилителей.

Таким образом, переходная характеристика реостатного каскада в области малых времен определяется процессом заряда емкости C_0; она монотонно поднимается, стремясь к определенному пределу (рис. 5-5,*а*). Следователь-

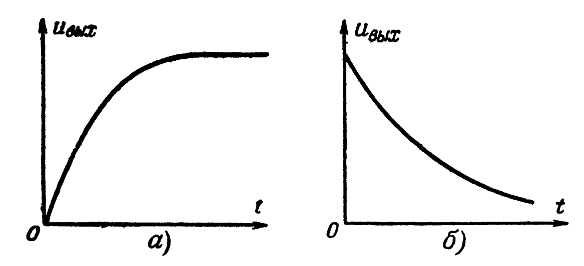


Рис. 5-5. Переходные характеристики реостатного каскада.
а — в области малых времен; *б* — в области больших времен.

но, в *реостатном каскаде выброс фронта отсутствует*. Переходная характеристика реостатного каскада в области больших времен определяется процессом заряда значительно большей емкости C_c; эта характеристика монотонно падает, стремясь к нулю при неограниченном возрастании времени (рис. 5-5,*б*).

Математический анализ эквивалентных схем на рис. 5-3,*а* и *в* дает следующие формулы для расчета спада вершины импульса длительностью T и времени установления в реостатном каскаде:

$$\Delta_c \approx \frac{T}{C_c(R_{э.н}+R_c)} \approx \frac{T}{C_cR_c}; \qquad (5\text{-}13)$$

$$t_у = 2{,}2C_0R_{э.в}. \qquad (5\text{-}14)$$

Отсюда нетрудно получить выражения для расчета необходимой емкости разделительного конденсатора и максимально допустимого значения $R_{э.в}$:

$$C_c \geqslant \frac{T}{\Delta_c(R_{э.н}+R_c)} \approx \frac{T}{\Delta_cR_c}; \qquad (5\text{-}15)$$

$$R_{э.в} \leqslant \frac{t_у}{2{,}2C_0}, \qquad (5\text{-}16)$$

где $\Delta_с$ — допустимый спад плоской вершины импульса длительностью T *сек* от влияния конденсатора $C_с$.

Расчет реостатного каскада

Расчет лампового реостатного каскада предварительного усиления начинают с выбора подходящей лампы. Триод в реостатном каскаде предварительного усиления звуковых частот дает усиление напряжения сигнала порядка (0,6—0,8) μ; поэтому для получения возможно большего усиления в таком каскаде применяют триоды с высоким μ, обычно лежащем в пределах от 20 до 100. Для получения очень больших коэффициентов усиления на звуковых частотах удобны двойные триоды (6Н9С, 6Н2П и др.); при $\mu=70—100$ такая лампа при сборке на ней двухкаскадного усилителя дает усиление до 2 000—5 000 раз.

Экранированная лампа в каскаде усиления звуковых частот дает большее усиление, чем триод, — до 200—300 раз при нормальном напряжении источника анодного питания (150—300 *в*). Однако каскад с экранированной лампой потребляет несколько больший ток от источника анодного питания, дает дополнительные частотные искажения на нижних частотах и спад вершины импульса от влияния $C_э R_э$ в цепи экранирующей сетки и стоит дороже из-за большего количества деталей схемы и большей стоимости лампы. Поэтому применение экранированной лампы в каскаде усиления звуковых частот целесообразно лишь в тех случаях, когда триод не обеспечивает нужного усиления или когда его динамическая входная емкость оказывается недопустимо высокой.

В каскадах предварительного усиления гармонических сигналов с высшей рабочей частотой порядка сотен килогерц и выше, а также в каскадах предварительного усиления импульсных сигналов с временем установления порядка нескольких микросекунд и меньше следует применять только экранированные лампы, так как триоды в этих условиях дают много меньшее усиление из-за высокой входной динамической емкости.

Для уменьшения емкости конденсатора $C_с$ и получения наибольшего усиления сопротивление $R_с$ желательно брать возможно большим. Однако при чрезмерной величине сопротивления $R_с$ проходящие через него небольшие элек-

тронные и ионные токи сетки, имеющие место даже при работе лампы в отрицательной области сеточных напряжений, а также токи, вызванные несовершенством изоляции разделительного конденсатора, ламповой панельки, монтажа и т. п., создают на сопротивлении R_c значительное падение напряжения, изменяющее величину подаваемого на сетку отрицательного смещения и даже могущего создать на сетке положительный потенциал. У мощных ламп ток эмиссии с управляющей сетки, вызванный нагревом последней и ее электронной бомбардировкой, создает на R_c падение напряжения, направленное плюсом к сетке. В результате отрицательное смещение на сетке падает, ток анода и его нагрев увеличиваются, нагрев сетки и ее эмиссия растут. При чрезмерно большом R_c этот процесс нарастает лавинообразно и лампа выходит из строя; при катодном смещении рост анодного тока увеличивает смещение, что тормозит развитие процесса. Поэтому в справочных данных мощных ламп иногда указывают два максимально допустимых значения R_c — меньшее значение для фиксированного смещения (смещения от отдельного источника) и большее значение для катодного смещения.

По указанным причинам значение R_c берут равным или немного меньшим максимально допустимой величины, указанной в справочных данных лампы следующего каскада. Если в справочнике допустимая величина R_c для интересующей нас лампы не указана, то R_c можно брать равным 0,3—1 *Мом* (меньшие значения относятся к лампам с очень высокой крутизной характеристик).

Сопротивление R_a в ламповом реостатном каскаде усиления звуковых частот обычно берут порядка (0,2—0,5)R_c, но не выше 200—300 *ком*, так как при дальнейшем его увеличении усиление не возрастает, а частотные искажения на высшей рабочей частоте заметно растут и падает максимальная амплитуда выходного сигнала, которую может отдать каскад. При использовании в таком каскаде триода значение R_a по этим же причинам не должно превышать 7—10 R_{ic}, где R_{ic} — внутреннее сопротивление триода в линейной части его характеристики, обычно указываемое в справочных данных.

В реостатных каскадах с экранированными лампами и высшей рабочей частотой порядка 100 *кгц* и выше сопротивление R_a рассчитывают по формуле (5-10), полагая его равным $R_{э.в}$, так как в этих случаях R_i и R_c обычно много больше R_a. В реостатных каскадах усиления импульсных

сигналов с экранированными лампами и временем установления порядка нескольких микросекунд и меньше сопротивление $R_а$ следует рассчитывать по формуле (5-16), также полагая его равным $R_{э.в}$ по указанным причинам. Если значение $R_а$, найденное из формулы (5-10) или (5-16), оказывается меньше 5—10 *ком*, то в каскаде следует применить высокочастотную коррекцию (см. § 5-4) и пересчитать $R_а$ по выражению (5-68).

Емкость разделительного конденсатора $C_с$ в ламповом каскаде рассчитывают по формуле (5-9) или (5-15). Рабочее напряжение этого конденсатора берут равным или больше напряжения источника анодного питания, так как при непрогретой, вынутой или неисправной лампе напряжение на конденсаторе может достигать этого значения. Сопротивление изоляции конденсатора $C_с$ должно быть не меньше 1 000 $R_с$, так как иначе с сопротивления $R_с$ на управляющую сетку следующей лампы с анода предыдущей поступит заметный положительный потенциал, изменяющий величину отрицательного смещения.

Наименьшее допустимое отрицательное смещение на управляющей сетке лампы каскада предварительного усиления находят из выражения

$$U_{с0\,мин} = U_{вх\,m} + (0{,}7 \div 1) \approx \frac{U_{вых\,m}}{K_{пр}} + (0{,}7 \div 1), \qquad (5\text{-}17)$$

где $U_{вх\,m}$ и $U_{вых\,m}$ — расчетная амплитуда напряжения сигнала на входе и выходе каскада;

$K_{пр}$ — приближенное значение коэффициента усиления напряжения, равное 0,7 μ для триода и $S_{ср} R_а$ для экранированной лампы (здесь $S_{ср}$ — крутизна статической характеристики анодного тока в середине отрезка динамической выходной характеристики постоянного тока, заключенного между нулевой характеристикой и горизонтальной осью).

Запас смещения 0,7—1 *в* берут потому, что у многих ламп токи сетки практически исчезают лишь при отрицательном смещении 0,5—0,7 *в*.

Найдя отрицательное смещение, определяют положение точки покоя по динамической характеристике постоянного тока; если рассчитывают каскад усиления звуковых частот, а ток покоя анодной цепи получился значительным, увели-

чивают смещение до получения тока покоя 0,5—1 *ма*, лишь обеспечивающего необходимую амплитуду выходного сигнала.

При использовании в каскаде усиления звуковых частот экранированной лампы напряжение на экранирующую сетку подают порядка 20% от напряжения источника анодного питания, что составляет 30—50 *в*. Если статические характеристики лампы для таких напряжений на экранирующей сетке в справочнике отсутствуют, их необходимо снять. Величину гасящего сопротивления в цепи экранирующей сетки $R_э$ находят, поделив напряжение, которое нужно на нем погасить, на ток покоя цепи экранирующей сетки $I_{э0}$ в выбранном режиме. Ориентировочно $I_{э0}$ можно найти, помножив ток покоя цепи анода $I_{а0}$ на отношение тока экранирующей сетки к току анода в типовом режиме, указанном в справочных данных лампы.

Коэффициент усиления каскада с триодом находят по первому варианту формулы (5-5), а коэффициент усиления каскада с экранированной лампой — по второму варианту этой формулы, считая $R_{э.в} \approx R_{а\sim}$ ввиду высокого внутреннего сопротивления экранированной лампы.

В транзисторном реостатном каскаде частотные искажения на верхних частотах и время установления обычно определяются не эквивалентной схемой каскада на верхних частотах, приведенной на рис. 5-3,*в*, а граничной частотой самого транзистора, которая при включении с общим эмиттером сильно понижается. Исходя из этого, выбор транзистора для каскада и расчет частотных искажений на верхних частотах производят по граничной частоте транзистора.

При расчете транзисторного каскада предварительного усиления обычно задается коэффициент усиления тока каскада; поэтому коэффициент усиления тока транзистора должен быть достаточен для обеспечения заданного коэффициента усиления тока каскада.

Ток покоя цепи коллектора реостатного транзисторного каскада $I_{к0}$ выбирают так, чтобы обеспечить с достаточным запасом как по коэффициенту гармоник, так и с точки зрения изменения положения точки покоя при колебаниях температуры окружающей среды и замене транзисторов расчетную амплитуду входного тока сигнала следующего каскада $I_{вх\,m\,сл}$. Обычно достаточно иметь

$$I_{к0} = (1,3 \div 2)\, I_{вх\,m\,сл}. \qquad (5\text{-}18)$$

Если полученное значение $I_{к0}$ очень мало, его увеличивают до значения, оптимального для транзистора данного типа с точки зрения коэффициента усиления тока и расхода энергии питания, если это позволяет напряжение источника питания. Например, для транзисторов типа П6, П13, П14 оптимальный ток коллектора составляет 0,5—1 *ма*. Ток или напряжение смещения базы находят по статическим характеристикам транзистора и выбранному току покоя коллектора.

Сопротивление $R_к$ в цепи коллектора рассчитывают, поделив допустимое падение напряжения на этом сопротивлении на ток $I_{к0}$. Напряжение покоя коллектора в реостатном каскаде без стабилизации берут порядка 0,4—0,5 от напряжения источника питания для уменьшения опасности выхода точки покоя из рабочего участка характеристики при изменении температуры или замене транзистора. В каскаде с стабилизацией режима напряжение коллектора можно брать меньше; для нормальной работы каскада обычно достаточно иметь на коллекторе напряжение 1—2 *в*.

Необходимую емкость разделительного конденсатора для транзисторного каскада находят также по формуле (5-9) или (5-15); здесь пригодны электролитические конденсаторы с рабочим напряжением не ниже напряжения источника питания. Значения $R_{э.н}$ и $R_с$, входящие в эти формулы, для транзисторного каскада определяются выражениями:

$$R_{э.н} = \frac{R_{вых} R_к}{R_{вых} + R_к}; \quad R_с = \frac{R_д R_{вх.сл}}{R_д + R_{вх.сл}}, \qquad (5\text{-}19)$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора;

$R_д$ — сопротивление схемы подачи смещения, равное $R_{д1}$ при подаче смещения через гасящее сопротивление и параллельному соединению $R_{д1}$ и $R_{д2}$ при смещении от делителя;

$R_{вх.сл}$ — входное сопротивление следующего каскада.

Обычно $R_{вых} \gg R_к$, $R_д \gg R_{вх}$ и $R_к \gg R_{вх}$; при этом формулы для расчета емкости $C_с$ принимают вид:

$$C_с \geqslant \frac{1}{6{,}28 f_н R_к \sqrt{M_{н.с}^2 - 1}} \approx \frac{T}{\Delta_с R_к}. \qquad (5\text{-}20)$$

Коэффициент усиления тока каскада при $R_{вых} \gg R_{вх.сл}$, что почти всегда имеет место, определяется выражением (5-6).

Примеры расчета

Пример 5-1. Рассмотрим пример расчета лампового реостатного каскада предварительного усиления с трехэлектродной лампой. Предъявленные к каскаду требования и другие данные таковы: низшая рабочая частота $f_н=80$ *гц*, высшая рабочая частота $f_в=7\,000$ *гц*; допустимый коэффициент частотных искажений на низшей частоте от влияния разделительного конденсатора $M_{н.\,с}=1{,}03$; допустимый коэффициент частотных искажений на высшей частоте $M_в=1{,}04$. Выходное напряжение каскада $U_{вых}=5$ *в* должно обеспечиваться при входном напряжении $U_{вх}$ не выше 0,3 *в*. В каскаде должна быть применена возможно более экономичная лампа пальчиковой серии с напряжением накала 6,3 *в*. Напряжение анодного питания каскада с учетом падения напряжения на развязывающем фильтре $E_a=220$ *в*; входная динамическая емкость лампы следующего каскада (также пальчиковой серии) $C_{вх,\,д.\,сл}=25$ *пф*; максимально допустимое сопротивление утечки ее управляющей сетки $R_{с.макс}=0{,}5$ *Мом*.

Из предъявленных требований следует, что коэффициент усиления напряжения каскада должен быть не ниже

$$K_{ср}=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{5}{0{,}3}=16{,}7.$$

Поэтому для каскада пригоден триод с статическим коэффициентом усиления μ не меньше $\frac{K_{ср}}{0{,}7}=\frac{16{,}7}{0{,}7}=24$. Из справочника по лампам найдем, что поставленным условиям удовлетворяет триод типа 6С1П его внутреннее сопротивление по справочнику $R_{ic}=11{,}6$ *ком*, $\mu=26$, потребляемая цепью накала мощность менее 1 *вт*.

Возьмем сопротивление в анодной цепи $R_a=7R_{ic}=7\cdot 11{,}6=81$ *ком*, округлив его до стандартного значения 82 *ком*, и сопротивление утечки сетки оконечного каскада $R_c=0{,}33$ *Мом*, что меньше максимально допустимой величины 0,5 *Мом* и значительно превышает R_a, а следовательно, не будет сильно снижать усиление каскада. Проведя на семействе статических выходных характеристик триода 6С1П нагрузочную прямую постоянного тока для $R_{a=}=82$ *ком* (прямая *1* на рис. 4-1,*б*) и найдя приближенно напряжение входного сигнала как $\frac{U_{вых}}{0{,}7\mu}=\frac{5}{0{,}7\cdot 26}=0{,}275$ *в*, определим, что для предотвращения появления сеточных токов на сетку необходимо подать отрицательное смещение не менее

$$U_{с0\,мин}=U_{вх}+(0{,}7\div 1)=0{,}275+(0{,}7\div 1)=0{,}975\div 1{,}275\ в.$$

При таком смещении точка покоя будет лежать вблизи верхнего конца нагрузочной прямой и ток покоя превысит 2 *ма*. Для снижения мощности, потребляемой каскадом от источника анодного питания, и предотвращения появления сеточных токов при повышенной амплитуде сигнала в данном случае целесообразно сдвинуть точку покоя на середину нагрузочной прямой, что потребует отрицательного смещения около 4 *в*. При этом ток покоя I_{a0} и напряжение на аноде U_{a0} составят 1,25 *ма* и 115 *в* (точка 0 на рис. 4-1,*б*); внутреннее сопротивление лампы R_i в этой точке, найденное как отношение катетов

прямоугольного треугольника *АБВ*, гипотенузой которого является касательная к статической характеристике лампы в точке покоя, составит около 17 *ком*.

Максимальная мощность, выделяемая в сопротивлениях $R_а$ и $R_с$, определится выражениями:

$$P_{с.а} \approx I_{a0}^2 R_а = (1{,}25 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 82\,000 = 0{,}127 \textit{ вт};$$

$$P_{с.с} \approx \frac{0{,}5 U^2_{вых}}{R_с} = \frac{0{,}5 \cdot 5^2}{0{,}33 \cdot 10^6} = 0{,}38 \cdot 10^{-4} \textit{ вт}.$$

Поэтому для $R_а$ берем стандартное непроволочное сопротивление 82 *ком* с максимальной рассеиваемой мощностью 0,25 *вт*, а для $R_с$ — непроволочное сопротивление 0,33 *Мом* с максимальной рассеиваемой мощностью 0,12 *вт*, так как на меньшую мощность сопротивления не выпускаются.

Сопротивление анодной нагрузки переменному току составит:

$$R_{а\sim} = \frac{R_а R_с}{R_а + R_с} = \frac{82 \cdot 330}{82 + 330} = 65{,}6 \textit{ ком},$$

следовательно, точное значение коэффициента усиления напряжения и необходимое напряжение сигнала на входе каскада будут равны:

$$K_{ср} = \mu \frac{R_{а\sim}}{R_i + R_{а\sim}} = 26 \frac{65{,}6}{17 + 65{,}6} = 20{,}7;$$

$$U_{вх\,m} = \frac{U_{вых\,m}}{K_{ср}} = \frac{5}{20{,}7} \approx 0{,}24 \textit{ в},$$

что удовлетворяет заданию.

Приняв емкость монтажа $C_м = 7$ *пф* (малогабаритные лампы и детали) и взяв из справочника значение выходной емкости лампы 6С1П, равное 1,4 *пф*, определим полную емкость, нагружающую каскад:

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл} = 1{,}4 + 7 + 25 = 33{,}4 \textit{ пф}.$$

Найдя значение $R_{э.в}$

$$R_{э.в} = \frac{R_i \cdot R_{а\sim}}{R_i + R_{а\sim}} = \frac{17 \cdot 65{,}6}{17 + 65{,}6} = 13{,}5 \textit{ ком},$$

проверим коэффициент частотных искажений каскада на высшей рабочей частоте:

$$M_в = \sqrt{1 + (6{,}28 f_в C_0 R_{э.в})^2} = \sqrt{1 + (6{,}28 \cdot 7\,000 \cdot 33{,}4 \cdot 10^{-12} \cdot 13{,}5 \cdot 10^3)^2} \approx$$
$$\approx 1{,}0002,$$

что много меньше допустимого; следовательно, $R_а$ и положение точки покоя выбраны правильно.

Необходимая емкость разделительного конденсатора C_c составит:

$$C_c \approx \frac{1}{6{,}28 f_н R_c \sqrt{M_{н.с}^2 - 1}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 80 \cdot 0{,}33 \cdot 10^6 \sqrt{1{,}03^2 - 1}} =$$

$$= 2{,}45 \cdot 10^{-8}\ ф \approx 0{,}025\ мкф.$$

Так как напряжение анодного питания каскада равно 220 *в*, для $C_с$ возьмем стандартный бумажный конденсатор емкостью 0,025 *мкф* и на рабочее напряжение 200—250 *в*; напряжение на нем в рабочих условиях будет близко к $U_{a0}+U_{c0}$, что не превышает 125 *в*.

Сопротивление катодного смещения $R_к$ для получения на сетке отрицательного смещения 4 *в* должно быть:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{к0}} \approx \frac{U_{c0}}{I_{a0}} = \frac{4}{1{,}25 \cdot 10^{-3}} = 3\,200\ ом.$$

Берем для $R_к$ ближайшее стандартное непроволочное сопротивление 3,3 *ком* с максимальной рассеиваемой мощностью 0,12 *вт*, так как выделяемая на нем мощность составляет:

$$P_{с.к} \approx I_{к0}^2 R_к = I_{a0}^2 R_к = (1{,}25 \cdot 10^{-3})^2\, 3\,300 = 5{,}1 \cdot 10^{-3}\ вт.$$

Для предотвращения снижения усиления каскада параллельно этому сопротивлению включаем конденсатор $C_к$ емкостью порядка 5 *мкф* на рабочее напряжение не ниже 4 *в*; расчет емкости этого конденсатора дан в примере 7-1 (стр 246—247).

Пример 5-2. Рассчитаем реостатный каскад предварительного усиления звуковых частот с экранированной лампой. Предъявленные требования таковы: коэффициент усиления напряжения — максимально возможный; амплитуда выходного напряжения, низшая и высшая рабочие частоты, допустимые частотные искажения на этих частотах, напряжение анодного питания, входная динамическая емкость следующего каскада и допустимое сопротивление утечки управляющей сетки лампы следующего каскада — те же, что и в примере 5-1. В рассчитываемом каскаде должна быть применена лампа пальчиковой серии типа 6Ж3П.

Для получения от каскада наибольшего усиления возьмем для R_a стандартное непроволочное сопротивление 0,22 *Мом* и для R_c — наибольшее допустимое для следующей лампы стандартное непроволочное сопротивление 0,47 *Мом*; напряжение на экранирующей сетке лампы возьмем равным 50 *в*. Проведя на семействе статических выходных характеристик лампы 6Ж3П для $U_{э0}=50$ *в* нагрузочную прямую постоянного тока, соответствующую $R_{a=}=220$ *ком* и $E_a=220$ *в* (рис. 5-6), увидим, что для того чтобы точка покоя оказалась на рабочей (пологой) части статической характеристики лампы, необходимо подать на управляющую сетку отрицательное смещение не менее 1,1 *в*. Так как напряжение входного сигнала в нашем примере составит лишь сотые доли вольта, такое смещение будет вполне достаточным. Увеличивать отрицательное смещение в данном случае не имеет смысла, так как ток покоя цепи анода I_{a0} при смещении 1,1 *в* составляет всего лишь 0,75 *ма*, увеличение же смещения снизит крутизну характеристики лампы в точке покоя, а с ней и усиление каскада. Рассчитав мощность, выделяющуюся на R_a и R_c, так же как это

было сделано в примере 5-1, найдем, что первое должно быть взято с максимальной мощностью рассеяния 0,25 *вт*, а второе 0,12 *вт*.

Крутизну характеристики анодного тока в точке покоя определим, проведя через последнюю вертикальную линию, отметив точки пересечения этой линии *А* и *Б* с соседними статическими характеристиками (для —0,9 и —1,3 *в*) и поделив разность токов в точках пересечения на разность сеточных напряжений:

$$S = \frac{1,15 - 0,45}{1,3 - 0,9} = 1,75 \ ма/в = 1,75 \cdot 10^{-3} \ а/в.$$

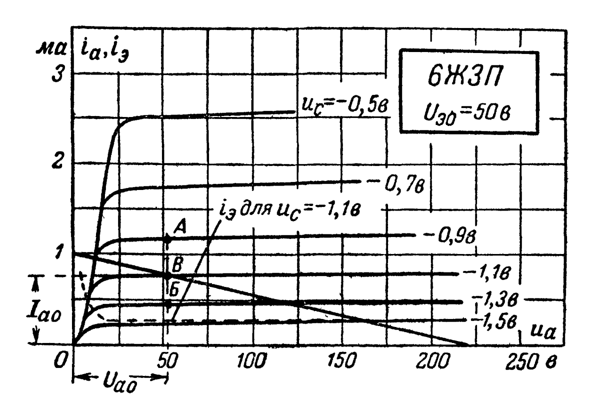


Рис. 5-6. Статические выходные характеристики тетрода 6Ж3П для напряжения на экранирующей сетке 50 *в* и нагрузочная прямая постоянного тока для $R_{а=} = 220$ *ком* и $E_а = 220$ *в*.

Сопротивление анодной нагрузки переменному току $R_{а\sim}$ и коэффициент усиления каскада будут равны:

$$R_{а\sim} = \frac{R_а R_с}{R_а + R_с} = \frac{220 \cdot 470}{220 + 470} = 150 \ ком;$$

$$K_{ср} \approx S R_{а\sim} = 1,75 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^3 \approx 260.$$

Следовательно, напряжение входного сигнала, необходимое для получения выходного напряжения 5 *в*, составит:

$$U_{вх\,m} = \frac{U_{вых\,m}}{K_{ср}} = \frac{5}{260} \approx 0,02 \ в.$$

Внутреннее сопротивление экранированной лампы много больше $R_{а\sim}$, а поэтому для каскада с экранированной лампой $R_{э\,в} \approx R_{а\sim}$ и для рассчитываемого каскада равно 150 *ком*. Взяв значение выходной емкости лампы 6Ж3П, равное 1,5 *пф* из справочника

и найдя, что полная емкость C_0, нагружающая каскад, составляет 33,5 *пф*, проверим коэффициент частотных искажений на высшей рабочей частоте по формуле (5-8), как и в примере 5-1; проверка даст значение $M_в = 1{,}024$, что по заданию допустимо.

Так как для экранированной лампы $R_i \gg R_а$, то $R_{э\,н} \approx R_а$ и для рассчитываемого каскада равно 220 *ком*. Отсюда, находя по точной формуле (5-9) емкость разделительного конденсатора, получим:

$$C_с = \frac{1}{6{,}28 f_н (R_{э.н} + R_с)\sqrt{M^2_{н.с} - 1}} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 80\,(220 + 470)\,10^3 \sqrt{1{,}03^2 - 1}} = 1{,}17 \cdot 10^{-8}\ ф \approx 0{,}01\ мкф.$$

Этот конденсатор, как и в примере 5-1, берем на рабочее напряжение 200—250 *в*.

Найдя из рис. 5-6 ток покоя цепи экранирующей сетки $I_{э0}$, равный 0,25 *ма*, рассчитаем сопротивление катодного смещения $R_к$ и гасящее сопротивление в цепи экранирующей сетки $R_э$:

$$R_к = \frac{U_{с0}}{I_{к0}} = \frac{U_{с0}}{I_{а0} + I_{э0}} = \frac{1{,}1}{(0{,}75 + 0{,}25)\,10^{-3}} = 1\,100\ ом;$$

$$R_э = \frac{E_а - U_{э0} - U_{с0}}{I_{э0}} = \frac{220 - 50 - 1{,}1}{0{,}25 \cdot 10^{-3}} = 6{,}75 \cdot 10^5\ ом.$$

Останавливаемся для $R_к$ на стандартном непроволочном сопротивлении 1,1 *ком* и для $R_э$ — на стандартном сопротивлении 680 *ком*. Так как выделяющаяся на этих сопротивлениях мощность составляет:

$$P_{с.к} \approx I^2_{к0} R_к = (1 \cdot 10^{-3})^2 1{,}1 \cdot 10^3 = 1{,}1 \cdot 10^{-3}\ вт;$$

$$P_{с.э} \approx I^2_{э0} R_э = (0{,}25 \cdot 10^{-3})^2 680 \cdot 10^3 = 4{,}25 \cdot 10^{-2}\ вт,$$

то оба сопротивления берем с допустимой мощностью рассеяния 0,12 *вт*. Для предотвращения потери усиления от $R_к$ и $R_э$ между катодом лампы и общим проводом включаем конденсатор $C_к$ емкостью порядка 30 *мкф* на рабочее напряжение не ниже 1,1 *в*, рассчитанный по формуле (7-21), а между экранирующей сеткой и общим проводом — конденсатор емкостью порядка 0,15 *мкф* на рабочее напряжение 250 *в*, рассчитанный по формуле (7-25). Расчет емкости этих конденсаторов дан в примере 7-2 (стр. 247—248).

Пример 5-3. Рассчитаем транзисторный реостатный каскад предварительного усиления по следующим данным: $f_н = 100$ *гц*; $f_в = 5\,000$ *гц*; $M_{н.\,с} = M_в = 1{,}06$; максимальная амплитуда входного тока сигнала следующего каскада $I_{вх\,m\,сл} = 0{,}2$ *ма*; его входное сопротивление $R_{вх.сл} = 300$ *ом*; сопротивление смещения в цепи его базы $R_{д1\,сл} = 40$ *ком*; напряжение источника питания $E_к = 10$ *в*; коэффициент усиления каскада должен быть не меньше 14.

Предположим вначале, что каскад будет работать в комнатных условиях при малых изменениях температуры и не рассчитан на замену транзисторов; тогда стабилизация режима в каскаде не является

необходимой и он может быть собран по схеме на рис. 5-7. Для получения наибольшего усиления транзистор включаем с общим эмиттером.

Для получения коэффициента усиления тока каскада не меньше 15 для каскада потребуется транзистор с значением α не менее

$$\alpha = \frac{K_{\text{т.ср}}}{1 + K_{\text{т.ср}}} = \frac{14}{1 + 14} = 0{,}933.$$

Необходимый для обеспечения заданной величины $I_{\text{вх. сл}}$ ток покоя коллектора составит:

$$I_{\text{к0}} = (1{,}3 \div 2)\, I_{\text{вх } m \text{ сл}} = (1{,}3 \div 2)\, 0{,}2 = 0{,}26 \div 0{,}4 \ \textit{ма}.$$

Отсюда видно, что для каскада пригоден транзистор типа П6В, имеющий $\alpha_{\text{мин}} = 0{,}94$ и максимальный ток коллектора 10 *ма*. Так как ток покоя получился много меньше рекомендованного для транзистора данного типа, что может снизить коэффициент усиления тока, увеличиваем $I_{\text{к0}}$ до 0,8 *ма*. Согласно справочным данным $\alpha_{\text{макс}}$ для транзистора П6В равно 0,98, а граничная частота лежит в пределах 0,465—1 *Мгц*. При среднем значении $\alpha = 0{,}96$ и средней граничной частоте 0,7 *Мгц* коэффициент частотных искажений на высшей рабочей частоте 5 *кгц* не превзойдет

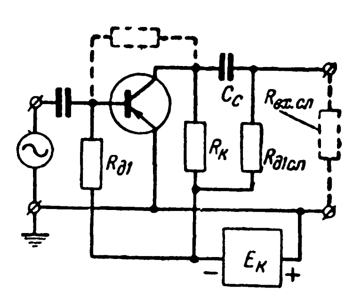


Рис. 5-7. Схема транзисторного реостатного каскада предварительного усиления звуковых частот.

$$M_{\text{в}} = \sqrt{1 + \left[\frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{гр}}(1-\alpha)}\right]^2} = \sqrt{1 + \left[\frac{5 \cdot 10^3}{0{,}7 \cdot 10^6 (1 - 0{,}96)}\right]^2} = 1{,}016,$$

что много меньше допустимого, а поэтому транзистор типа П6В по частотным свойствам пригоден для рассчитываемого каскада.

При экземпляре транзистора, имеющем среднее значение $\alpha = 0{,}96$, необходимый ток смещения базы будет:

$$I_{\text{б0}} \approx \frac{(1-\alpha)\, I_{\text{к0}}}{\alpha} = \frac{(1 - 0{,}96)\, 0{,}8}{0{,}96} = 0{,}0333 \ \textit{ма}.$$

По статической входной характеристике транзистора П6В для включения с общим эмиттером находим, что для получения такого тока базы необходимо напряжение отрицательного смещения базы около 0,15 *в*; отсюда в цепь базы потребуется включить гасящее сопротивление

$$R_{\text{д1}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{б0}}}{I_{\text{б0}}} = \frac{10 - 0{,}15}{3{,}33 \cdot 10^{-5}} = 2{,}96 \cdot 10^5 \ \textit{ом} \approx 300 \ \textit{ком}.$$

Аналогичным способом найдем, что при транзисторе с $\alpha = 0{,}94$ для обеспечения того же тока покоя коллектора потребуется сопротивление $R_{\text{д1}} = 200$ *ком*, а при транзисторе с $\alpha = 0{,}98$ сопротивление $R_{\text{д1}} = 600$ *ком*.

Задавшись напряжением на коллекторе $U_{к0}=0{,}4E_к=0{,}4\cdot 10=4$ *в*, определим величину сопротивления $R_к$:

$$R_к=\frac{E_к-U_{к0}}{I_{к0}}=\frac{10-4}{0{,}8\cdot 10^{-3}}=7\,500 \text{ ом},$$

являющегося стандартным. При этом сопротивление нагрузки цепи коллектора переменному току для схемы на рис. 5-7, равное параллельному соединению $R_к$, $R_{д1\,сл}$ и $R_{вх.\,сл}$,

$$R_{к\sim}=\frac{R_к R_{д1сл} R_{вх.сл}}{R_к R_{д1сл}+R_к R_{вх.сл}+R_{д1сл} R_{вх.сл}}=$$

$$=\frac{7\,500\cdot 40\,000\cdot 300}{7\,500\cdot 40\,000+7\,500\cdot 300+40\,000\cdot 300}=288 \text{ ом},$$

откуда коэффициент усиления тока каскада при транзисторе с наименьшим возможным α, равным 0,94, будет:

$$K_{т.ср}\approx\frac{\alpha R_{к\sim}}{(1-\alpha)R_{вх.сл}}=\frac{0{,}94\cdot 288}{(1-0{,}94)\,300}=15,$$

что удовлетворяет условию. Емкость разделительного конденсатора $C_с$ найдем из выражения

$$C_с\geqslant\frac{0{,}159}{f_н R_к\sqrt{M^2_{н.с}-1}}=\frac{0{,}159}{100\cdot 7\,500\sqrt{1{,}06^2-1}}\approx$$

$$\approx 0{,}6\cdot 10^{-6} \text{ ф}=0{,}6 \text{ мкф}.$$

Следовательно, для $C_с$ подойдет стандартный конденсатор емкостью 1 *мкф* и рабочим напряжением не ниже 10 *в*; для уменьшения размеров каскада конденсатор можно взять электролитический.

Проверим, не вызовет ли такой конденсатор перегрузки каскада на низшей рабочей частоте при расчетной амплитуде сигнала; падение напряжения сигнала на нем в этих условиях составит:

$$U_{mc}=\frac{I_{вх.m\,сл}}{\omega_н C_с}=\frac{I_{вх.m\,сл}}{6{,}28 f_н C_с}=\frac{0{,}2\cdot 10^{-3}}{6{,}28\cdot 100\cdot 10^{-6}}=0{,}32 \text{ в}.$$

На вход следующего каскада необходима амплитуда напряжения сигнала, равная $I_{вх.m\,сл}\,R_{вх.сл}=0{,}2\cdot 10^{-3}\cdot 300=0{,}06$ *в*; при напряжении покоя коллектора 4 *в* транзистор легко сможет отдать такие напряжения сигнала без заметных искажений, а следовательно, каскад перегружаться не будет.

При найденном выше $R_{д1}=300$ *ком* рассчитанный каскад сможет нормально работать при установке в него транзистора с $\alpha=0{,}95$—0,97 и небольших изменениях температуры окружающей среды. При более высоком α, а также при сильном изменении окружающей температуры каскад без стабилизации работать не сможет. Так, например, при

установке в каскад транзистора с $\alpha=0,98$ ток покоя коллектора должен возрасти до

$$I_{к0}=\frac{I_{б0}\alpha}{1-\alpha}=\frac{3,33\cdot10^{-5}\cdot0,98}{1-0,98}=1,63\cdot10^{-3}\ a,$$

что невозможно, так как даже при полном отсутствии напряжения на коллекторе через сопротивление $R_к$ под действием напряжения питания 10 *в* пойдет ток лишь $10:7\,500=1,33\cdot10^{-3}$ *а*. Поэтому при транзисторе с $\alpha=0,98$ в цепи коллектора установится ток 1,33 *ма*, напряжение на коллекторе окажется близким к нулю и каскад работать не будет.

Для обеспечения работоспособности каскада как при замене транзисторов, так и при сильных изменениях температуры включим сопротивление $R_{д1}$ не между базой и минусом $E_к$, а между базой и коллектором, как изображено на рис. 5-7 пунктиром, т. е. применим в каскаде коллекторную стабилизацию режима В этом случае необходимое значение $R_{д1}$ при транзисторе с средним значением $\alpha=0,96$ составит:

$$R_{д1}=\frac{U_{к0}-U_{б0}}{I_{б0}}=\frac{4-0,15}{3,33\cdot10^{-5}}=1,16\cdot10^5\ ом\approx120\ ком.$$

При установке в такой каскад транзистора с $\alpha_{макс}=0,98$ ток покоя коллектора определится уравнением, которое нетрудно получить, решив выражение (3-12) относительно $I_{к0}$:

$$I_{к0}=\frac{\alpha(E_к-U_{б0})}{R_{д1}(1-\alpha)+\alpha R_к}=\frac{0,98(10-0,15)}{1,2\cdot10^5(1-0,98)+0,98\cdot7\,500}=$$

$$=0,99\cdot10^{-3}\ a;$$

при этом напряжение на коллекторе снизится примерно до 2,6 *в* и каскад будет работоспособным как при замене транзисторов, так и при значительных изменениях температуры.

Коллекторная стабилизация немного снизит усиление каскада; при транзисторе с $\alpha_{мин}=0,94$ входной ток сигнала возрастет с $\frac{I_{вх\,m\,сл}}{K_{т.ср}}=$ $=\frac{0,2\cdot10^{-3}}{15}=13,33\cdot10^{-6}$ *а* до $13,83\cdot10^{-6}$ *а*, так как через $R_{д1}$ под действием выходного напряжения 0,06 *в* пойдет ток сигнала 0,5 *мка*, складывающийся с входным током базы. В результате усиление снизится с 15 до 14,4, т. е. на 4%; на столько же снизится и входное сопротивление каскада. При транзисторе с $\alpha=0,98$ снижение усиления и входного сопротивления составит уже 12%; таким образом, коллекторная стабилизация также несколько уменьшит изменение усиления и входного сопротивления при замене транзисторов

Пример 5-4. Рассчитаем ламповый реостатный каскад предварительного усиления гармонических сигналов с широкой полосой рабочих частот. Предъявленные требования таковы: $f_н=60$ *гц*; $f_в=200$ *кгц*; $M_{н.с}=M_в=1,06$; $U_{вых\,m}=1$ *в*; $U_{вх\,m}=0,02$ *в*; напряжение анодного питания $E_а=150$ *в*. Нагрузкой каскада является входная цепь лампы 6Ж5П, включенной с общим катодом и имеющей $C_{вх}=10$ *пф*,

$C_{пр}=0{,}04$ *пф*, коэффициент усиления в рабочих условиях $K_{ср}=80$ и максимально допустимое сопротивление в цепи управляющей сетки 1 *Мом*. В каскаде должна быть применена возможно более экономичная лампа пальчиковой серии.

Так как высшая рабочая частота превосходит 100 *кгц*, применим в каскаде экономичный широкополосный пентод пальчиковой серии типа 6Ж1П, имеющий напряжение накала 6,3 *в*, ток накала 0,175 *а*, R_i порядка 200 *ком*, выходную емкость $C_{вых}=2{,}5$ *пф*. При напряжении на экранирующей сетке 120 *в* и токе покоя анода 7,5 *ма* пентод 6Ж1П имеет статическую крутизну характеристики анодного тока $S=5{,}2$ *ма/в*.

Начнем расчет с определения динамической входной емкости следующего каскада:

$$C_{вх.д.сл}=C_{вх}+C_{пр}(1+K_{ср})=10+0{,}04\,(1+80)=13{,}2\ пф.$$

Положив при малогабаритных лампах и деталях емкость монтажа равной 6 *пф*, найдем полную емкость, нагружающую каскад:

$$C_0=C_{вых}+C_{м}+C_{вх.д.сл}=2{,}5+6+13{,}2=21{,}7\approx 22\ пф.$$

Отсюда допустимое по заданным частотным искажениям на высшей рабочей частоте сопротивление эквивалентного генератора

$$R_{э.в}=\frac{\sqrt{M_в^2-1}}{6{,}28 f_в C_0}=\frac{\sqrt{1{,}06^2-1}}{6{,}28\cdot 2\cdot 10^5\cdot 22\cdot 10^{-12}}=12\,800\ ом.$$

Возьмем в качестве сопротивления утечки управляющей сетки $R_с$ лампы 6Ж5П стандартное непроволочное сопротивление 820 *ком* на 0,12 *вт*. Так как это $R_с$, а также и R_i лампы 6Ж1П много больше найденного значения $R_{э.в}$, то $R_{э.в}$, равное параллельному соединению R_i, $R_а$ и $R_с$, будет практически равно $R_а$. Поэтому берем для $R_а$ стандартное непроволочное сопротивление 12 *ком*; так как $R_а$ больше 10 *ком*, высокочастотную коррекцию в каскаде применять не нужно (см. стр. 94). Из задания следует, что каскад должен иметь коэффициент усиления

$$K_{ср}=\frac{U_{вых\,m}}{U_{вх\,m}}=\frac{1}{0{,}02}=50.$$

При работе лампы 6Ж1П в указанном выше режиме и крутизне ее характеристики 5,2 *ма/в* коэффициент усиления каскада составит:

$$K_{ср}\approx SR_а=5{,}2\cdot 10^{-3}\cdot 12\cdot 10^3\approx 62,$$

что значительно превышает необходимое значение. Для получения $K_{ср}=50$ потребуется крутизна характеристики

$$S\approx\frac{K_{ср}}{R_а}=\frac{50}{12\,000}=4{,}16\cdot 10^{-3}\ а/в=4{,}16\ ма/в.$$

По графику зависимости крутизны характеристики лампы 6Ж1П от смещения на управляющей сетке, имеющемуся в справочнике по лампам, найдем, что при $U_{э0}=120$ *в* необходимое значение $S=4{,}16$ *ма/в*

имеет место при токе анода 5 *ма* и токе экранирующей сетки 1,5 *ма*. Проведя на семействе выходных статических характеристик лампы 6Ж1П для $U_{э0}=120$ *в* нагрузочную прямую, соответствующую $R_а = 12$ *ком* и $E_а=150$ *в* (рис. 5-8, прямая *1*), найдем, что ток покоя 5 *ма* (точка *А*) имеет место при напряжении отрицательного смещения на управляющей сетке U_{c0}, равном 2,2 *в* При этом выделяемая в $R_а$ мощность составит 0,3 *вт*; поэтому берем для $R_а$ сопротивление 12 *ком* на 0,5 *вт*.

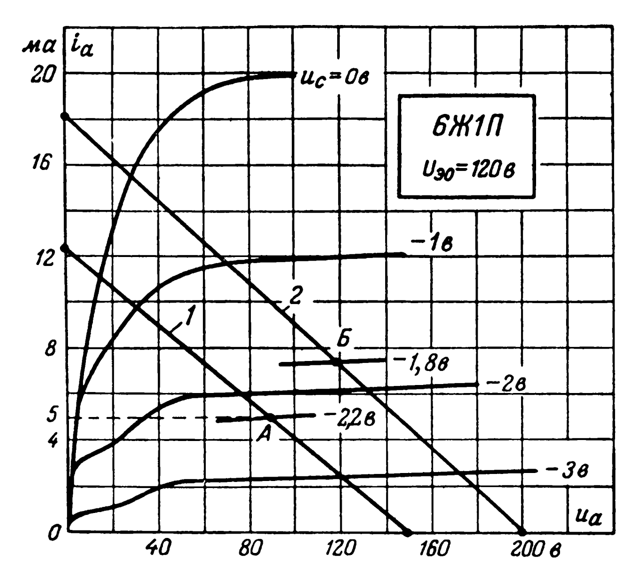


Рис. 5-8. Статические и динамические выходные характеристики пентода 6Ж1П для $R_а = 12$ *ком* и $E_а = 150$ *в* (прямая *1*) и для $R_а = 11$ *ком* и $E_а = 200$ *в* (прямая *2*).

Гасящее сопротивление в цепи экранирующей сетки $R_э$ и сопротивление катодного смещения $R_к$ рассчитаем так же, как и в примере 5-2; в результате расчета убедимся, что для $R_э$ потребуется стандартное непроволочное сопротивление 18 *ком* на 0,12 *вт*, а для $R_к$ — сопротивление 360 *ом* на 0,12 *вт*. Для предотвращения снижения усиления от влияния $R_к$ и $R_э$ катод и экранирующую сетку лампы соединим с общим проводом через конденсаторы $C_к$ и $C_э$, расчет которых дан на стр. 242—248.

Необходимую емкость разделительного конденсатора $C_с$ определим так же, как в примере 5-1; из расчета получим, что он должен иметь емкость 0,01 *мкф* и рабочее напряжение 160 *в*.

Пример 5-5. Рассчитаем реостатный каскад предварительного усиления импульсных сигналов обеих полярностей с электронной лампой, имеющий следующие данные: наибольшая длительность усиливаемых импульсов $T_{макс} = 1 \cdot 10^{-4}$ *сек*; время установления $t_у \leqslant 0,5 \cdot 10^{-6}$ *сек*; спад плоской вершины импульсов наибольшей длительности от влия-

ния разделительного конденсатора $\Delta_c \leqslant 5\%$; максимальная амплитуда выходного напряжения сигнала $U_{\text{вых}m}=50$ *в*, нагрузка каскада представляет собой емкость 12 *пф* и сопротивление 1 *Мом*, включенные параллельно. Постоянная составляющая анодного напряжения не должна попадать на нагрузку, а поэтому последовательно с нагрузкой включается разделительный конденсатор C_c. Напряжение питания цепи анода $E_a=200$ *в*, коэффициент усиления каскада — не менее 50. В каскаде должна быть применена экономичная малогабаритная лампа.

Так как необходимое время установления каскада меньше нескольких микросекунд (см. стр. 92), в каскаде применяем экранированную лампу. Подходящим с точки зрения предъявленных требований является пентод типа 6Ж1П, основные данные которого приведены в примере 5-4.

Считая емкость монтажа равной 6 *пф* (для малогабаритных ламп и деталей), найдем, что полная емкость, нагружающая каскад, составит:

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}} = 2{,}5 + 6 + 12 = 20{,}5 \text{ пф}.$$

По заданному времени установления определим $R_{\text{э.в}} \approx R_a$, так как и выходное сопротивление лампы 6Ж1П, и сопротивление нагрузки много больше $R_{\text{э.в}}$:

$$R_{\text{э.в}} \approx R_a \leqslant \frac{t_y}{2{,}2C_0} = \frac{0{,}5 \cdot 10^{-6}}{2{,}2 \cdot 20{,}5 \cdot 10^{-12}} = 11\,100 \text{ ом}.$$

Взяв для R_a ближайшее в меньшую сторону стандартное непроволочное сопротивление 11 *ком*, проверим коэффициент усиления каскада при нормальном режиме, указанном в справочных данных:

$$K_{\text{ср}} \approx SR_a = 5{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 11 \cdot 10^3 \approx 57,$$

что удовлетворяет поставленным условиям; поэтому берем ток покоя цепи анода $I_{a0}=7{,}5$ *ма*, напряжение на экранирующей сетке $U_{э0}=120$ *в*. По нагрузочной прямой, проведенной на семействе статических выходных характеристик лампы 6Ж1П для $U_{э0}=120$ *в* и соответствующей $E_a=200$ *в* и $R_{a=} \approx R_{a\sim} = 11$ *ком* (прямая *2* на рис. 5-8), найдем, что для получения такого тока I_{a0} на управляющую сетку необходимо подать отрицательное смещение 1,8 *в*; при этом ток экранирующей сетки $I_{э0}$ согласно данным справочника составит 2 *ма*. Сопротивление R_a возьмем на мощность 1 *вт*, так как при действующем напряжении сигнала на нем $\frac{50}{\sqrt{2}}=35{,}4$ *в* и постоянной составляющей напряжения на этом сопротивлении, равной $I_{a0}R_a = 7{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 11 \cdot 10^3 = 82{,}5$ *в*, действующее значение напряжения на R_a составит, как известно из основ электротехники,

$$U_{\text{д}} = \sqrt{35{,}4^2 + 82{,}5^2} = 90 \text{ в},$$

и выделяемая на нем мощность будет равна:

$$P_{\text{с.а}} = \frac{U_{\text{д}}^2}{R_a} = \frac{90^2}{11 \cdot 10^3} \approx 0{,}74 \text{ вт}.$$

По нагрузочной прямой 2 нетрудно видеть, что заданная амплитуда выходного напряжения 50 *в* обеспечивается лампой как при отрицательной, так и при положительной полуволне входного сигнала с напряжением около 1 *в*.

Емкость разделительного конденсатора в цепи нагрузки определится выражением

$$C_с \geqslant \frac{T_{макс}}{\Delta_с R_н} = \frac{1 \cdot 10^{-4}}{0{,}05 \cdot 1 \cdot 10^6} = 2 \cdot 10^{-9}\ ф = 2\,000\ пф,$$

поэтому для $C_с$ берем стандартный конденсатор 2 000 *пф* на рабочее напряжение 200 *в*.

Расчет сопротивлений $R_к$ и $R_э$ производим так же, как в примере 5-2; расчет блокировочных конденсаторов $C_к$ и $C_э$ дан на стр. 242—248.

5-3. ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ КАСКАД

Применение и эквивалентные схемы

Вследствие бо́льшой стоимости, размеров и веса трансформатор, как указывалось выше, сравнительно редко используется как элемент межкаскадной связи в каскадах предварительного усиления, но широко применяется в качестве входного устройства, а также очень часто используется как выходной трансформатор для связи выходной цепи каскада мощного усиления с нагрузкой.

В трансформаторном каскаде предварительного усиления могут быть использованы триод, экранированная лампа, транзистор. При использовании экранированной лампы одна из обмоток трансформатора обязательно должна быть шунтирована активным сопротивлением, иначе конструирование трансформатора окажется практически невозможным. Электронную лампу в трансформаторном каскаде предварительного усиления для получения от каскада наибольшего усиления обычно включают с общим катодом, транзистор по этим же соображениям обычно включают с общим эмиттером. Иногда для снижения нелинейных искажений, а также для уменьшения изменения усиления каскада при замене в нем транзистора последний в трансформаторном каскаде включают с общей базой.

Эквивалентная схема трансформаторного каскада с электронной лампой, включенной с общим катодом, приведена на рис. 5-9. Здесь, так же как и в эквивалентной схеме реостатного каскада, не учтены вспомогательные цепи (смещения, экранирующей сетки, развязывающего фильтра и т. п.), так как их влияние удобнее учесть отдельно. На рис. 5-9 обозначения следующие: μ и R_i — статический коэффициент усиления и внутреннее сопротив-

ление примененной в каскаде лампы в точке покоя; $C_{вых}$ — выходная емкость лампы; r_1 и L_{s1} — активное сопротивление и индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора; L_1 — индуктивность первичной обмотки; r_c — сопротивление потерь в сердечнике трансформатора; L'_{s2} и r'_2 — приведенные к первичной обмотке значения индуктивности рассеяния и активного сопротивления вторичной обмотки; C' — приведенная к первичной обмотке полная емкость, нагружающая вторичную обмотку трансформатора и определяющаяся выражением (5-26); $\dot{U}'_{вых}$ — напряжение на вторичной обмотке (выходное напряжение), приведенное к первичной обмотке; R'_2 — приведенное к первичной обмотке сопротивление шунта или нагрузки на вторич-

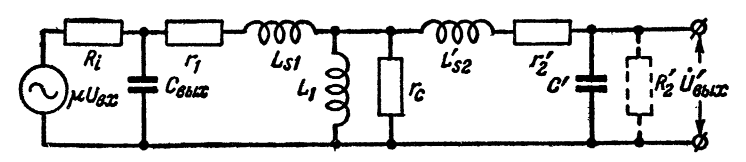


Рис. 5-9. Эквивалентная схема трансформаторного каскада с электронной лампой, включенной с общим катодом.

ной обмотке. Так как R_2 в трансформаторном каскаде может и отсутствовать, оно изображено на рис. 5-9 и дальше пунктиром.

Как известно из основ электротехники, приведенные к первичной обмотке значения определяются выражениями:

$$L'_{s2}=\frac{L_{s2}}{n^2};\ r'_2=\frac{r_2}{n^2};\ R'_2=\frac{R_2}{n^2};\ C'=Cn^2;\ U'_2=\frac{U_2}{n}, \quad (5\text{-}22)$$

где n — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков вторичной обмотки трансформатора w_2 к числу витков его первичной обмотки w_1:

$$n=\frac{w_2}{w_1}. \quad (5\text{-}23)$$

Если на высшей рабочей частоте $f_в$ сопротивление полной емкости C, нагружающей вторичную обмотку трансформатора, втрое или больше чем втрое превышает сопротивление активной нагрузки R_2, то нагрузку трансформатора в полосе рабочих частот можно считать чисто ак-

тивной и частотную и фазовую характеристики каскада рассчитывать без учета влияния емкости C. Поэтому трансформатор, для которого удовлетворяется условие

$$R_2 \leqslant \frac{1}{3\omega_в C} \approx \frac{1}{20 f_в C}, \qquad (5\text{-}24)$$

называют трансформатором с активной нагрузкой; трансформатор, для которого условие (5-24) не удовлетворяется, т. е. для которого

$$R_2 > \frac{1}{20 f_в C}, \qquad (5\text{-}25)$$

называют трансформатором с емкостной нагрузкой. Частотную и фазовую характеристики трансформатора с емкостной нагрузкой рассчитывают с учетом влияния емкости C, нагружающей вторичную обмотку.

Обеспечить трансформатору емкостную нагрузку по условию (5-25) на практике возможно лишь для входных и межкаскадных трансформаторов ламповых усилителей, не включая при этом активное сопротивление R_2 на вторичную обмотку или включая R_2 достаточно большой величины, при которой удовлетворяется условие (5-25). Выходные трансформаторы ламповых усилителей, а также входные, межкаскадные и выходные трансформаторы транзисторных усилителей обычно имеют сопротивление нагрузки вторичной обмотки, удовлетворяющее условию (5-24), а поэтому являются трансформаторами с активной нагрузкой.

Достоинством трансформатора с емкостной нагрузкой является больший коэффициент усиления напряжения по сравнению с трансформатором, имеющим активную нагрузку, а также возможность получения частотной характеристики с подъемом в области верхних частот, что невозможно при трансформаторе с активной нагрузкой. Однако трансформатор с емкостной нагрузкой имеет входное сопротивление, очень сильно изменяющееся в полосе рабочих частот, что является недопустимым для входных трансформаторов усилителей, работающих от линии связи; входное сопротивление трансформатора с активной нагрузкой в рабочей полосе частот изменяется значительно меньше.

Влияние сопротивления потерь в сердечнике r_c на характеристики трансформатора обычно незначительно, а поэтому из эквивалентной схемы на рис. 5-9 его можно исключить; по этой же причине из эквивалентной схемы

можно исключить выхо́дную емкость лампы $C_{вых}$, которая обычно много меньше емкости C, представляющей собой сумму собственной емкости трансформатора $C_{тр}$, емкости монтажа $C_м$ и входной динамической емкости следующего усилительного элемента $C_{вх.д.сл}$ или емкости нагрузки $C_н$:

$$C = C_{тр} + C_м + C_{вх.д.сл}. \qquad (5\text{-}26)$$

Собственная емкость трансформатора представляет собой емкость, оказывающую на свойства трансформатора приблизительно то же влияние, которое оказывают все имеющиеся в трансформаторе емкости (распределенные емкости обмоток, емкости между сердечником и обмотками, междуобмоточные емкости и т. п.). Собственная емкость трансформатора не может быть точно рассчитана, а поэтому ее значение берут из практических данных. Она зависит от размеров и конструкции трансформатора. Значения собственной емкости трансформаторов различных размеров и конструкций, которыми можно пользоваться для расчета трансформаторов, даны в табл. 5-1.

Таблица 5-1

Собственная емкость трансформаторов различных размеров и конструкций при намотке их из провода с эмалевой изоляцией (ПЭЛ, ПЭВ и др.)

Трансформатор	Размер сердечника	Намотка	Количество секций	Собственная емкость трансформатора $C_{тр}$, *пф*
Входной, броневого типа, сердечник из трансформаторной стали	Ш-14×20	Вразброс, несколько прокладок из папиросной бумаги	1	140
То же	Ш-14×20	В слой, между слоями прокладки из телефонной бумаги	1	70
Входной, броневого типа, сердечник из пермаллоя	Ш-5×7	Вразброс, без прокладок	1	40
То же	Ш-5×7	То же	2	20
Входной, стержневого типа с двумя катушками, сердечник из пермаллоя	6×9	То же	2×2	25

Так же как и для реостатного каскада, всю область рабочих частот трансформаторного каскада можно разделить на три области: нижних, средних и верхних частот. В области нижних частот на свойства и характеристики трансформаторного каскада влияет индуктивность первичной обмотки L_1, включенная параллельно нагрузке трансформатора и уменьшающая выходное напряжение при понижении частоты сигнала. В области средних частот влияние индуктивности первичной обмотки исчезает ввиду ее большого сопротивления на этих частотах, влияние же индуктивностей рассеяния и емкости C еще не сказывается, а поэтому в области средних частот трансформатор практически не вносит частотных и фазовых искажений. В области верхних частот у трансформатора с активной нагрузкой на характеристики начинают влиять индуктивности рассеяния, падение напряжения сигнала на которых возрастает с увеличением частоты; в результате выходное напряжение трансформатора падает на верхних частотах. У трансформатора с емкостной нагрузкой на характеристики в области верхних частот влияют как индуктивности рассеяния, так и емкость C, от величины и соотношения которых зависит вид характеристики трансформатора (рис. 5-10).

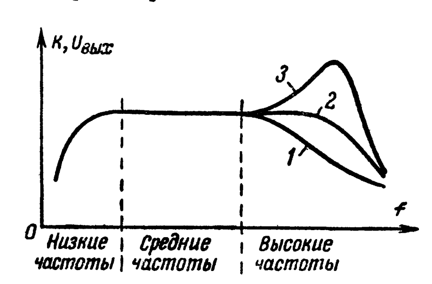


Рис. 5-10. Частотные характеристики трансформаторного каскада.

1 — при трансформаторе с активной нагрузкой; 2 — при трансформаторе с емкостной нагрузкой, $d_в = \sqrt{2}$; 3 — то же, $d_в < \sqrt{2}$.

Учитывая сказанное, из полной эквивалентной схемы трансформаторного каскада можно получить упрощенные схемы для нижних, средних и верхних частот (рис. 5-11), позволяющие рассчитать его характеристики; здесь через L_s обозначена сумма индуктивности рассеяния первичной обмотки и приведенной к первичной обмотке индуктивности рассеяния вторичной:

$$L_s = L_{s1} + L'_{s2}. \qquad (5\text{-}27)$$

Характеристики и расчетные формулы

Анализ эквивалентных схем на рис. 5-11 дает формулы для расчета основных данных трансформаторного каскада и его характеристик, приведенные ниже.

Коэффициент усиления напряжения трансформаторного каскада с электронной лампой

$$K_{\text{ср}} = \mu n \frac{R'_2}{R_i + r_1 + r'_2 + R'_2}. \qquad (5\text{-}28)$$

Эта формула справедлива для трансформатора как с активной, так и с емкостной нагрузкой; при емкостной нагрузке и отсутствии шунта R_2 на вторичной обмотке выражение для коэффициента усиления упрощается:

$$K_{\text{ср}} \approx \mu n. \qquad (5\text{-}29)$$

Формулы (5-28) и (5-29) справедливы и для входного трансформатора, для которого μ полагают равным единице.

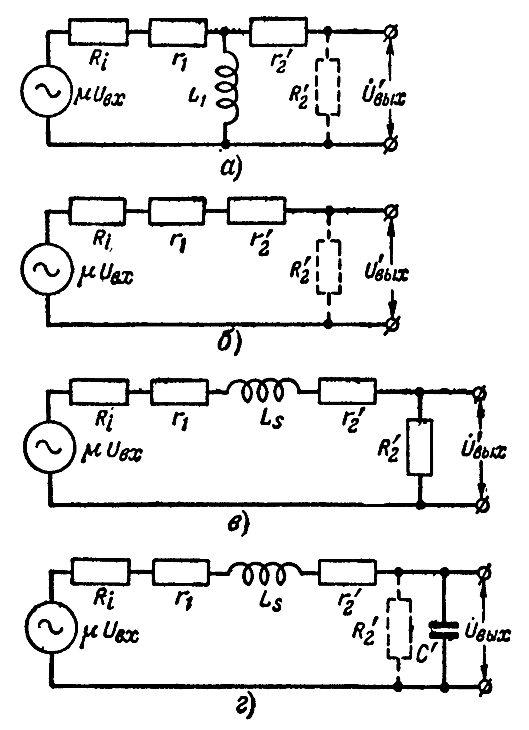


Рис. 5-11. Эквивалентные схемы трансформаторного каскада.

а — для нижних частот; *б* — для средних частот; *в* — для верхних частот, трансформатор с активной нагрузкой; *г* — то же, трансформатор с емкостной нагрузкой.

Допустимое омическое сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора с активной нагрузкой

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R_{\sim}(1 - \eta_{тр}); \quad r_2 = \frac{1}{1+c} R_2 \frac{1-\eta_{тр}}{\eta_{тр}}, \qquad (5\text{-}30)$$

где c — отношение омического сопротивления первичной обмотки r_1 к приведенному значению омического сопротивления вторичной r_2'.

Значение c берут в зависимости от величины постоянной составляющей тока в первичной обмотке трансформатора. При отсутствии постоянной составляющей тока в первичной обмотке, а также при малой ее величине значение c берут равным единице; при большой постоянной составляющей в первичной обмотке, что имеет место в выходных трансформаторах каскадов мощного усиления, работающих в режиме A, значение c берут от 0,5 до 0,75 для снижения падения напряжения питания на первичной обмотке, так как это повышает к. п. д. каскада.

В формуле (5-30) через $\eta_{тр}$ обозначен коэффициент полезного действия трансформатора, равный отношению мощности P_2, отдаваемой трансформатором в нагрузку, к мощности сигнала $P_{\sim}$, подводимой к первичной обмотке трансформатора и отдаваемой усилительным элементом каскада или другим источником сигнала:

$$\eta_{тр} = \frac{P_2}{P_{\sim}}. \qquad (5\text{-}31)$$

Чем больше к. п. д. трансформатора, тем большую часть мощности, отдаваемой усилительным элементом, он передает в нагрузку, но тем больше размеры и стоимость трансформатора. Поэтому значение к. п. д. трансформатора выбирают, исходя как из конструктивных, так и экономических соображений; для трансформаторов большой мощности выгодно к. п. д. брать большим, а для трансформаторов малой мощности — малым. Ориентировочные значения к. п. д., наивыгоднейшие с экономической и конструктивной точек зрения, для трансформаторов звуковой частоты различной мощности с сердечником из трансформаторной стали даны в табл. 5-2, откуда их и берут для практических расчетов.

Для входных трансформаторов с сердечником из пермаллоя значение $\eta_{тр}$ берут порядка 0,9—0,95.

Таблица 5-2

Ориентировочные значения к. п. д. для трансформаторов звуковой частоты с активной нагрузкой и сердечником из трансформаторной стали

Выходная мощность трансформатора P_2, *вт*	0—1	1—10	10—100	100—1 000
$\eta_{тр}$	0,6—0,75	0,7—0,85	0,84—0,93	0,92—0,96

Допустимое омическое сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора с емкостной нагрузкой находят из выражения

$$r_1 = r_2' = (0{,}25 \div 0{,}75) R_i; \tag{5-32}$$

значение числового коэффициента берут от 0,25 до 0,4 при желании получить от каскада наибольшее усиление, но при этом трансформатор получается больше и дороже; при значении коэффициента от 0,5 до 0,75 усиление каскада немного падает, но трансформатор получается меньше и легче, что очень важно для малогабаритной и переносной аппаратуры.

Коэффициент трансформации трансформатора с активной нагрузкой, необходимый для обеспечения заданной величины входного сопротивления трансформатора переменному току $R_\sim$:

$$n = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_\sim - r_1}} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta_{тр} R_\sim}}. \tag{5-33}$$

Коэффициент трансформации трансформатора с активной нагрузкой, необходимый для обеспечения заданной величины выходного сопротивления трансформатора переменному току $R_{вых}$:

$$n = \sqrt{\frac{(R_{вых} + R_2)\eta_{тр} - R_2}{\eta_{тр} R_i}} \tag{5-34}$$

Коэффициент усиления напряжения K, коэффициент частотных искажений M и угол сдвига фазы φ в области нижних частот:

$$K = \frac{K_{ср}}{M}; \quad M = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{э.н}}{6{,}28 f L_1}\right)^2}; \quad \varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{R_{э.н}}{6{,}28 f L_1}, \tag{5-35}$$

где $R_{э.н}$ — сопротивление эквивалентного генератора на нижних частотах, определяемое из выражения

$$R_{э.н} = \frac{(R_i + r_1)(r_2' + R_2')}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'}. \tag{5-36}$$

Формулы (5-35) справедливы для трансформатора как с активной, так и с емкостной нагрузкой; при емкостной нагрузке и отсутствии шунта R_2 на вторичной обмотке $R_{э.н} = R_i + r_1$.

Необходимая для получения заданных частотных искажений на низшей частоте индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 \geqslant \frac{R_{э.н}}{6{,}28 f_н \sqrt{M_{н.т}^2 - 1}}, \tag{5-37}$$

где $M_{н.т}$ — допустимая величина коэффициента частотных искажений на низшей рабочей частоте $f_н$ от влияния индуктивности первичной обмотки трансформатора. Формула (5-37) пригодна для трансформатора как с активной, так и с емкостной нагрузкой. При $R_i \gg R_{\sim}$ формулы для L_1, M и φ принимают вид:

$$L_1 \approx \frac{0{,}159(r_2 + R_2)}{n^2 f_н \sqrt{M_{н.т}^2 - 1}}; \quad M \approx \sqrt{1 + \left(\frac{r_2' + R_2'}{6{,}28 f L_1}\right)^2};$$

$$\varphi \approx \operatorname{arc\,tg} \frac{r_2' + R_2'}{6{,}28 f L_1}. \tag{5-38}$$

Необходимая для получения заданной величины спада $\Delta_т$ плоской вершины прямоугольного импульса длительностью T секунд индуктивность первичной обмотки

$$L_1 \geqslant \frac{T R_{э.н}}{\Delta_т}. \tag{5-39}$$

Коэффициент усиления напряжения K, коэффициент частотных искажений M и угол сдвига фазы φ в области верхних частот для трансформаторного каскада при трансформаторе с активной нагрузкой

$$K = \frac{K_{ср}}{M}; \quad M = \sqrt{1 + \left(\frac{6{,}28 f L_s}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'}\right)^2};$$

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg} \frac{6{,}28 f L_s}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'}. \tag{5-40}$$

Допустимая при заданном коэффициенте частотных искажений $M_в$ на высшей рабочей частоте $f_в$ индуктивность рассеяния трансформатора с активной нагрузкой

$$L_s \leqslant \frac{R_i + r_1 + r'_2 + R'_2}{6{,}28 f_в} \sqrt{M_в^2 - 1}. \qquad (5\text{-}41)$$

Коэффициент усиления напряжения K, коэффициент частотных искажений M и угол сдвига фазы φ в области верхних частот трансформаторного каскада при трансформаторе с емкостной нагрузкой:

$$K = \frac{K_{ср}}{M}; \quad M = \sqrt{(1 - X^2)^2 + X^2 d_в^2};$$

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg} \frac{X d_в}{1 - X^2}, \qquad (5\text{-}42)$$

где

$$X = 6{,}28 f \sqrt{\frac{\alpha_в}{1 + \alpha_в} L_s C'}; \quad \alpha_в = \frac{R'_2}{R_i + r_1 + r'_2};$$

$$d_в = \sqrt{\frac{\alpha_в}{1 + \alpha_в}} \left[\frac{1}{R'_2} \sqrt{\frac{L_s}{C'}} + (R_i + r_1 + r'_2) \sqrt{\frac{C'}{L_s}} \right]. \qquad (5\text{-}43)$$

При значении коэффициента $d_в < \sqrt{2}$ частотная характеристика трансформатора с емкостной нагрузкой имеет подъем в области верхних частот, величина которого тем больше, чем меньше $d_в$ (рис. 5-10, кривая *3*); при $d_в = \sqrt{2}$ трансформатор пропускает наиболее широкую полосу частот, но частотная характеристика подъема не имеет (рис. 5-10, кривая *2*). Значение $d_в$, при котором получается заданная величина максимального подъема частотной характеристики на высшей рабочей частоте, определяемая заданным коэффициентом частотных искажений на этой частоте $M_в$, находят из выражения

$$d_в = \sqrt{2 - 2\sqrt{1 - M_в^2}} \qquad (5\text{-}44)$$

или из графика, приведенного на рис. 5-12.

Значение $\alpha_в$ у трансформатора с емкостной нагрузкой и шунтом R_2 на вторичной обмотке необходимо брать

$$\alpha_в \geqslant \frac{4}{d_в^2} - 1. \qquad (5\text{-}45)$$

Необходимая индуктивность рассеяния и коэффициент трансформации трансформатора с емкостной нагрузкой определяются следующими выражениями.

При шунте на вторичной обмотке и частотной характеристике с подъемом на верхних частотах:

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r_2'}{3{,}14 f_в} \cdot \frac{\sqrt{1 - 0{,}5 d_в^2}}{d_в \pm \sqrt{d_в^2 - \frac{4}{1+\alpha_в}}};$$

$$n = \frac{0{,}159 \sqrt{1 - 0{,}5 d_в^2}}{f_в \sqrt{\frac{\alpha_в}{1+\alpha_в} L_s C}}. \qquad (5\text{-}46)$$

При шунте на вторичной обмотке и частотной характеристике без подъема на верхних частотах ($d_в = \sqrt{2}$)

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r_2'}{4{,}44 f_в} \cdot \frac{\sqrt[4]{M_в^2 - 1}}{1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1+\alpha_в}}};$$

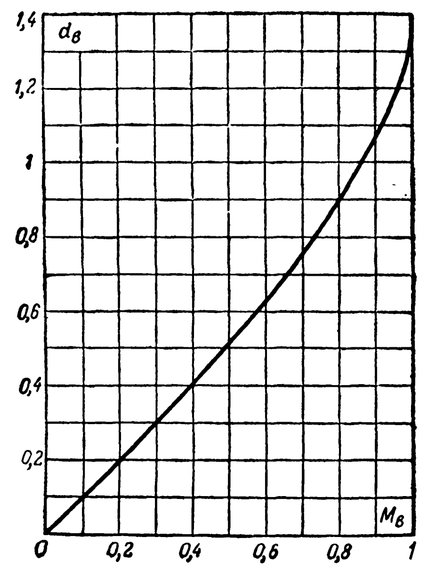


Рис. 5-12. График для определения $d_в$ по заданному коэффициенту частотных искажений на высшей рабочей частоте $M_в$.

$$n=\frac{0,159\sqrt[4]{M_{в}^{2}-1}}{f_{в}\sqrt{\frac{\alpha_{в}}{1+\alpha_{в}}L_{s}C}}. \tag{5-47}$$

При отсутствии шунта на вторичной обмотке и частотной характеристике с подъемом на верхних частотах

$$L_{s}=\frac{R_{i}+r_{1}+r_{2}'}{6,28f_{в}d_{в}}\sqrt{1-0,5d_{в}^{2}};\quad n=\sqrt{\frac{d_{в}^{2}L_{s}}{(R_{i}+r_{1}+r_{2}')^{2}C}}. \tag{5-48}$$

При отсутствии шунта на вторичной обмотке и частотной характеристике без подъема на верхних частотах ($d_{в}=\sqrt{2}$)

$$L_{s}=\frac{R_{i}+r_{1}+r_{2}'}{8,9f_{в}}\sqrt[4]{M_{в}^{2}-1};\quad n=\sqrt{\frac{2L_{s}}{(R_{i}+r_{1}+r_{2}')^{2}C}}. \tag{5-49}$$

В выражениях (5-46) и (5-47) перед корнем в знаменателе можно брать как знак «плюс», так и знак «минус», что дает два значения L_s. В обычных случаях перед корнем следует брать знак «плюс», так как при этом коэффициент трансформации n, а следовательно, и коэффициент усиления каскада получается больше; знак «минус» перед корнем берут лишь тогда, когда при знаке «плюс» индуктивность рассеяния получается настолько мала, что конструирование трансформатора оказывается затруднительным.

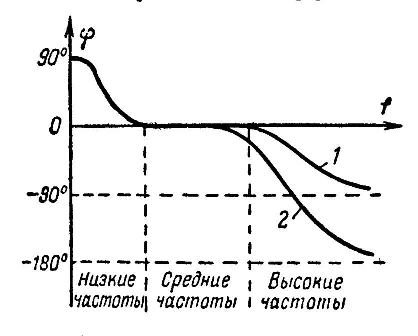


Рис. 5-13. Фазовая характеристика трансформаторного каскада.

1 — при трансформаторе с активной нагрузкой; 2 — при трансформаторе с емкостной нагрузкой.

Вид фазовой характеристики трансформаторного каскада, построенной по уравнениям (5-35), (5-40) и (5-42), дан на рис. 5-13. Как видно из рисунка, в области нижних частот фазовый сдвиг положителен и растет с уменьшением частоты, стремясь к $+90°$ при безграничном ее понижении; в области верхних частот фазовый сдвиг отрицателен и при безграничном повышении частоты теоретически стремится к $-90°$ у трансформатора с активной нагрузкой и к $-180°$ у трансформатора с емкостной нагрузкой.

Приведенные выше формулы для расчета частотной и фазовой характеристик трансформаторного каскада в области верхних частот справедливы только для частот, не превышающих высшую рабочую.

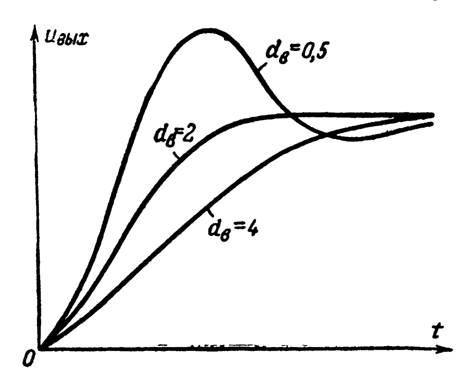


Рис. 5-14. Переходные характеристики трансформаторного каскада в области малых времен для различных значений $d_в$.

Из-за влияния распределенных емкостей обмоток трансформатора, междуобмоточных и других емкостей действительные частотная и фазовая характеристики на частотах, во много раз превышающих высшую рабочую, сильно отличаются от рассчитанных по формулам (5-40)—(5-42); так, например, фазовый сдвиг, вносимый трансформатором с активной нагрузкой, на очень высоких частотах может достигать $-150 \div -200°$, а вносимый трансформатором с емкостной нагрузкой $-300 \div -500°$. Поэтому в тех случаях, когда нужно знать частотную и фазовую характеристики трансформаторного каскада на частотах, во много раз превышающих высшую рабочую частоту, что, например, необходимо при проектировании усилителя с глубокой отрицательной обратной связью, частотную и фазовую характеристики измеряют на макете такого каскада.

Вид переходной характеристики трансформаторного каскада в области малых времен зависит от величины $d_в$. При $d_в \geqslant 2$ переходная характеристика не имеет выброса, который появляется лишь при $d_в < 2$ и растет с уменьшением $d_в$ (рис. 5-14); время установления с уменьшением $d_в$ уменьшается. Зависимость выброса δ и нормированного времени установления каскада $x_у = \dfrac{t_у}{\sqrt{\dfrac{\alpha_в}{1+\alpha_в} L_s C'}}$ дана на рис. 5-15.

Переходная характеристика трансформаторного каскада в области больших времен имеет такой же вид, как у реостатного каскада (рис. 5-5,*б*).

Расчет характеристик и данных выходного трансформатора, работающего в режиме В, производят по формулам, мало отличающимся от данных выше. Эти формулы имеют следующий вид:

$$K_{ср} = \mu n_п \frac{R_2'}{R_{iп} + r_{1п} + r_2' + R_2'}; \quad n_п = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{\sim п} - r_{1п}}}; \quad (5\text{-}50)$$

$$r_{1п}=0{,}58R_п(1-\eta_{тр});\quad r_2=0{,}42R_2\frac{1-\eta_{тр}}{\eta_{тр}};\qquad (5\text{-}51)$$

$$R_{э.н.п}=\frac{(R_{iп}+r_{1п})(r_2'+R_2')}{R_{iп}+r_{1п}+r_2'+R_2'};\quad L_{1п}\geqslant\frac{0{,}159R_{э.н.п}}{f_н\sqrt{M_{н.т}^2-1}};\ (5\text{-}52)$$

$$L_{sп}\leqslant\frac{R_{iп}+r_{1п}+r_2'+R_2'}{6{,}28f_в}\sqrt{M_в^2-1};\qquad (5\text{-}53)$$

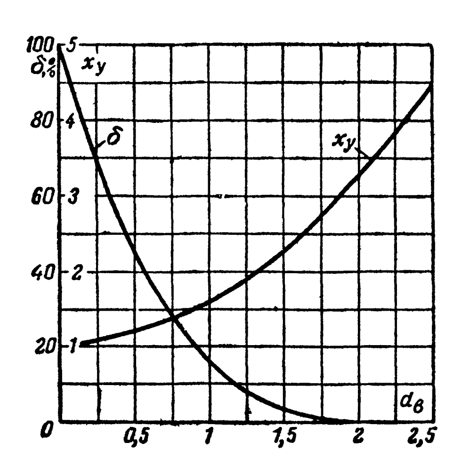


Рис. 5-15. Зависимость выброса δ и нормированного времени установления $x_у$ от $d_в$ для трансформаторного каскада.

коэффициент частотных искажений и угол сдвига фазы в области нижних частот

$$M=\sqrt{1+\left(\frac{0{,}159R_{э.н.п}}{fL_1}\right)^2};\quad \varphi=\operatorname{arc\,tg}\frac{0{,}159R_{э.н.п}}{fL_1};\ (5\text{-}54)$$

то же в области верхних частот

$$M=\sqrt{1+\left(\frac{6{,}28fL_{sп}}{R_{iп}+r_{1п}+r_2'+R_2'}\right)^2};$$

$$\varphi=-\operatorname{arc\,tg}\frac{6{,}28fL_{sп}}{R_{iп}+r_{1п}+r_2'+R_2'}.\qquad (5\text{-}55)$$

Здесь $n_н$ — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков вторичной обмотки w_2 к числу витков половины первичной обмотки $w_{1п}$; $r_{1п}$ — омическое сопротивление половины первичной обмотки; $R_{iп}$ — внутреннее сопротивление плеча двухтактной схемы переменному току за рабочую половину периода; $R_{\sim п}$ — входное сопротивление половины первичной обмотки переменному току; $R_{э.н.п}$ — сопротивление эквивалентного генератора на низких частотах для одного плеча схемы; $L_{sп}$ — индуктивность рассеяния трансформатора на половине первичной обмотки, определяемая выражением

$$L_{sп} = L_{s1п} + \frac{L_{s2}}{n_п^2}, \qquad (5\text{-}56)$$

где $L_{s1п}$ — индуктивность рассеяния половины первичной обмотки по отношению к всей вторичной. Приведенные к половине первичной обмотки сопротивления в формулах (5-50)—(5-55) определяются равенствами:

$$r_2' = \frac{r_2}{n_п^2}; \quad R_2' = \frac{R_2}{n_п^2}. \qquad (5\text{-}57)$$

Данные входного трансформатора двухтактного транзисторного каскада, работающего в режиме В, рассчитывают по формулам трансформатора с активной нагрузкой, работающего в режиме А, но под коэффициентом трансформации n понимают отношение витков половины вторичной обмотки $w_{2п}$ к виткам первичной w_1 и омическое сопротивление обмоток находят из выражений:

$$r_1 = 0{,}42R_\sim(1 - \eta_{тр}); \; r_{2п} = 0{,}58R_2\frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}}, \qquad (5\text{-}58)$$

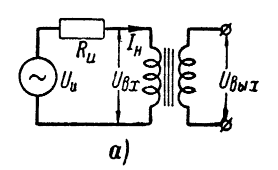
где $r_{2п}$ — омическое сопротивление половины вторичной обмотки.

Нелинейные искажения, вносимые трансформатором

Трансформатор может вносить в электрический сигнал нелинейные искажения двух видов: 1) искажения, вызванные нелинейностью характеристики намагничивания материала сердечника, и 2) искажения, вызванные нестационарными процессами.

Рассмотрим природу искажений первого вида. Вследствие нелинейности характеристики намагничивания магнитного материала сердечника при подключении трансфор-

матора к источнику синусоидальной э. д. с. $u_и$ ток намагничивания $i_н$ оказывается несинусоидальным (рис. 5-16); этот ток, проходя через источник э. д. с. и первичную обмотку трансформатора, создает на внутреннем сопротивлении источника $R_и$ и активном сопротивлении первичной обмотки r_1 несинусоидальное падение напряжения, вычитающееся из э. д. с. источника. В результате напряжение на первичной обмотке $u_{вх}=u_и-i_нR_и$, а следовательно, и напряжение на нагрузке оказываются несинусоидальными, т. е. трансформатор вносит нелинейные искажения. Эти искажения резко растут как с увеличением амплитуды сигнала, так и с понижением его частоты, так как и то и другое увеличивает магнитную индукцию в сердечнике трансформатора, а следовательно, и ток намагничивания.



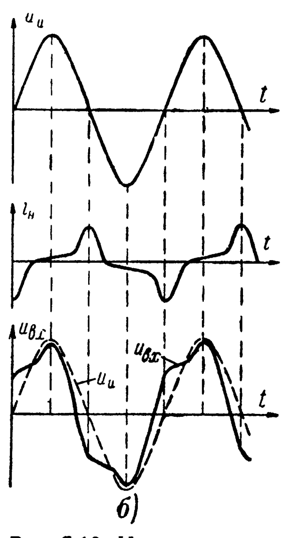


Рис. 5-16. Нелинейные искажения, вносимые насыщением сердечника трансформатора.

а—принципиальная схема; *б*—зависимость мгновенных значений от времени; $u_и$—э. д. с. источника сигнала; $i_н$—тока намагничивания; $u_{вх}$—напряжения на первичной обмотке трансформатора.

Из-за нелинейных искажений, вызываемых насыщением сердечника, максимальную магнитную индукцию в сердечнике, имеющую место при наибольшей расчетной амплитуде сигнала на трансформаторе и низшей рабочей частоте, берут не выше определенного значения. Допустимое значение магнитной индукции при этих условиях тем больше, чем больше мощность трансформатора и чем больше допустимые искажения, а также зависит от примененного для сердечника магнитного материала; ориентировочные значения допустимой магнитной индукции в сердечнике указаны на стр. 375.

Вызываемые насыщением сердечника нелинейные искажения при правильном выборе индукции имеют заметную величину лишь при максимальной амплитуде сигнала и низшей его частоте и резко падают как при увеличении

частоты, так и при уменьшении амплитуды. Поэтому при расчете коэффициента гармоник усилителя их обычно не учитывают. Расчет нелинейных искажений этого вида рассмотрен в специальной литературе[1].

Второй вид искажений, обусловленный нестационарными процессами в трансформаторе, возникает в тех случаях, когда в обмотке или обмотках трансформатора имеет место отсечка тока, т. е. при работе одной или обеих обмоток в режиме В или с токами сетки. Импульсы тока сигнала в половинах обмотки трансформатора, работающей в режиме В или с токами сетки, создают несинусоидальное падение напряжения на индуктивности рассеяния обмотки, в результате чего форма выходного напряжения трансформатора искажается (рис. 5-17). Искажения этого вида растут с повышением частоты сигнала, так как при этом сопротивление индуктивности рассеяния увеличивается.

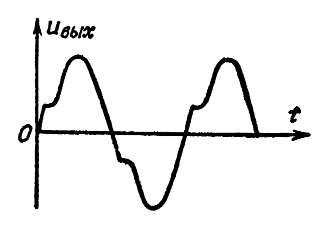


Рис. 5-17. Искажения синусоидального сигнала от влияния индуктивности рассеяния в выходном трансформаторе, работающем в режиме В.

Для уменьшения искажений, вызываемых отсечкой тока в обмотках трансформатора, необходимо увеличивать отношение активного сопротивления цепи к ее индуктивности рассеяния. Коэффициент гармоник $k_г$, вызываемый отсечкой тока в первичной обмотке двухтактного выходного трансформатора, работающего в режиме В, и его допустимая индуктивность рассеяния $L_{sп}$, приведенная к половине первичной обмотки, приближенно определяются выражениями:

$$k_г \approx \frac{2{,}5fL_{sп}}{R_{iп} + R_{\sim п}}; \quad L_{sп} \leqslant 0{,}4k_{г.в} \frac{R_{iп} + R_{\sim п}}{f_в}, \qquad (5\text{-}59)$$

где $R_{iп}$ и $R_{\sim п}$ — внутреннее сопротивление и сопротивление нагрузки плеча двухтактной схемы;

$k_{г.в}$ и $f_в$ — допустимый коэффициент гармоник на высшей рабочей частоте из-за отсечки тока и высшая рабочая частота.

Так, например, если допустимое значение $k_{г.в}$ на частоте 10 *кгц* равно 0,05, а сумма сопротивлений $R_{iп}$ и $R_{\sim п}$ со-

---

[1] Цыкин Г. С., Трансформаторы низкой частоты. Связьиздат, 1955, стр. 153—171.

ставляет 5 *ком*, то допустимая величина $L_{sп}$ составит:

$$L_{sп} \approx 0{,}4 \cdot 0{,}05 \frac{5\,000}{10\,000} = 0{,}01 \text{ гн}.$$

При низшей рабочей частоте в несколько десятков герц конструирование и изготовление трансформатора с такой малой индуктивностью рассеяния оказывается очень затруднительным. Поэтому на практике для уменьшения искажений, вызываемых отсечкой тока, нередко применяют специальные схемы (см. стр. 215—219) и особые способы намотки трансформаторов (стр. 381).

Расчет трансформаторного каскада

Расчет трансформаторного каскада начинают с выбора усилительного элемента. В ламповом каскаде с трансформатором без шунта или нагрузки в цепи как первичной, так и вторичной обмоток следует применять триод, так как экранированная лампа в этих условиях потребует невыполнимой конструктивно индуктивности первичной обмотки. При наличии активного сопротивления нагрузки (шунта) на первичной или вторичной обмотке (например, в выходном каскаде, работающем на активное сопротивление нагрузки) можно применять экранированную лампу, что повысит коэффициент усиления каскада по сравнению с триодом, но увеличит размеры, вес и стоимость трансформатора.

При желании получить от лампового трансформаторного каскада или от входного трансформатора наибольшее усиление и при отсутствии требования постоянства входного сопротивления трансформатору создают емкостную нагрузку, для чего они не вводят шунт ни в первичную, ни во вторичную обмотки, или ко вторичной обмотке подключают шунт с большим сопротивлением, обеспечивающий емкостную нагрузку ($\alpha_в = 5—10$). При этом коэффициент усиления будет в 2—3 раза больше, чем при активной нагрузке. При работе трансформатора на активную нагрузку наибольший коэффициент усиления получается при равенстве входного сопротивления трансформатора и выходного сопротивления усилительного элемента каскада (или выходного сопротивления источника сигнала в случае входного трансформатора), т. е. при $\alpha_в = 1$.

Транзистор в трансформаторном каскаде предварительного усиления наиболее целесообразно включать с общим

эмиттером, так как при этом усиление каскада максимально. Но включение с общим эмиттером критично к смене транзисторов и изменению температуры окружающей среды, вследствие чего нередко требует стабилизации режима. Поэтому в трансформаторных каскадах предварительного усиления транзистор иногда включают с общей базой, так как это уменьшает изменение коэффициента усиления при замене транзистора, а также снижает коэффициент гармоник каскада.

В транзисторных усилителях нагрузка межкаскадных трансформаторов активна, так как трансформатор работает на небольшое входное сопротивление следующего транзистора, которое обычно в рабочей полосе частот трансформатора можно считать активным. При этом наибольший коэффициент усиления каскада с транзистором имеет место при равенстве входного сопротивления трансформатора и выходного сопротивления транзистора рассчитываемого каскада, т. е. при согласовании выходного сопротивления транзистора с входным сопротивлением трансформатора. Однако в малогабаритных трансформаторах высокое входное сопротивление, равное выходному сопротивлению транзистора, обычно получить не удается, так как это требует больших размеров трансформатора, недопустимых в малогабаритной аппаратуре. Поэтому при расчете таких трансформаторов исходят из размеров сердечника, допустимых в проектируемой аппаратуре.

Выбрав по нормали или спроектировав сердечник допустимых размеров, рассчитывают помещающееся на нем число витков первичной обмотки и ее индуктивность [см. стр. 383—384 и формулу (10-23)], отведя на эту обмотку примерно 3/4 полезной площади окна сердечника и взяв для нее провод наименьшего диаметра, допустимого по механической прочности и устойчивости против коррозии. Затем по формуле (5-37) находят $R_{э.н}$ по известному L_1 и из выражения

$$n=\sqrt{\frac{R_2(R_i+r_1-R_{э.н})}{R_iR_{э.н}+4r_1R_{э.н}-3r_1R_i-3r_1^2}} \qquad (5\text{-}60)$$

определяют коэффициент трансформации, при котором усиление каскада будет наибольшим.

Допустимое сопротивление обмоток импульсного трансформатора, работающего на активное сопротивление нагрузки, и его коэффициент трансформации определяют по

формулам (5-30) и (5-33); его допустимую индуктивность рассеяния можно найти из выражения

$$L_s \leqslant \frac{4\frac{\alpha_в}{1+\alpha_в} C (R_i + r_1 + r_2')^2 n^2}{\left(d_в \pm \sqrt{d_в^2 - \frac{4}{1+\alpha_в}}\right)^2}, \tag{5-61}$$

перед корнем у которого желательно брать знак плюс, так как при этом время установления каскада будет меньше, чем при знаке минус.

Примеры расчета

Пример 5-6. Рассчитаем выходной трансформатор для однотактного выходного каскада мощного усиления с электронной лампой, включенной с общим катодом и работающей в режиме А. Предъявленные требования и другие данные таковы: нагрузка каскада — электродинамический громкоговоритель с активным сопротивлением $R_2=4$ *ом*; сопротивление нагрузки лампы переменному току (входное сопротивление трансформатора) $R_{a\sim}=5\,000$ *ом*; выходное сопротивление лампы каскада $R_i=40$ *ком*; ее статический коэффициент усиления $\mu=160$; низшая и высшая рабочие частоты $f_н$ и $f_в$ — 100 и 7 000 *гц* соответственно; максимально допустимые коэффициенты частотных искажений на низшей и высшей частотах от влияния трансформатора равны: $M_{н.т}=1{,}18$; $M_в=1{,}06$; к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}=0{,}75$.

Так как трансформатор нагружен низкоомным активным сопротивлением (4 *ом*), он является трансформатором с активной нагрузкой; найдем омическое сопротивление его обмоток, взяв $c=0{,}6$ для уменьшения падения постоянной составляющей напряжения на первичной обмотке:

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R_{a\sim} (1 - \eta_{тр}) = \frac{0{,}6}{1+0{,}6} \cdot 5\,000\,(1 - 0{,}75) = 469 \text{ ом};$$

$$r_2 = \frac{1}{1+c} R_2 \frac{1-\eta_{тр}}{\eta_{тр}} = \frac{1}{1+0{,}6} \cdot 4 \cdot \frac{1-0{,}75}{0{,}75} = 0{,}834 \text{ ом}.$$

Коэффициент трансформации трансформатора должен быть:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{a\sim} - r_1}} = \sqrt{\frac{4 + 0{,}834}{5\,000 - 469}} = 0{,}0327.$$

Необходимую индуктивность первичной обмотки найдем, определив предварительно r_2', R_2' и $R_{э.н}$:

$$r_2' = \frac{r_2}{n^2} = \frac{0{,}834}{0{,}0327^2} = 781 \text{ ом};$$

$$R_2' = \frac{R_2}{n^2} = \frac{4}{0{,}0327^2} = 3\,750 \text{ ом};$$

$$R_{э.н}=\frac{(R_i+r_1)(r_2'+R_2')}{R_i+r_1+r_2'+R_2'}=\frac{(40\,000+469)(781+3\,750)}{40\,000+469+781+3\,750}=4\,070\ ом;$$

$$L_1=\frac{0{,}159R_{э.н}}{f_н\sqrt{M_{н.т}^2-1}}=\frac{0{,}159\cdot 4070}{100\sqrt{1{,}18^2-1}}=10{,}4\ гн.$$

Коэффициент усиления напряжения каскада

$$K_{ср}=\mu n\,\frac{R_2'}{R_i+r_1+r_2'+R_2'}=160\cdot 0{,}0327\times$$

$$\times\frac{3\,750}{40\,000+469+781+3\,750}=0{,}435.$$

Максимально допустимая индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s=\frac{R_i+r_1+r_2'+R_2'}{6{,}28f_в}\sqrt{M_в^2-1}=$$

$$=\frac{40\,000+469+781+3\,750}{6{,}28\cdot 7\,000}\sqrt{1{,}06^2-1}=0{,}358\ гн.$$

Коэффициент рассеяния трансформатора σ, равный отношению его индуктивности рассеяния к индуктивности первичной обмотки, составит:

$$\sigma=\frac{L_s}{L_1}=\frac{0{,}358}{10{,}4}=0{,}0344.$$

Действительное значение коэффициента рассеяния, получаемое в трансформаторах с сердечником из трансформаторной стали, обычно не превышает 0,007—0,015. Поэтому действительная индуктивность рассеяния рассчитанного трансформатора будет много меньше 0,358 *гн*, а следовательно, и частотные искажения на высшей рабочей частоте окажутся значительно меньше заданных. По этой причине частотную характеристику каскада на верхних частотах следует строить после конструктивного расчета трансформатора, когда его действительная индуктивность рассеяния будет известна.

Пример 5-7. Рассчитаем выходной трансформатор для двухтактного транзисторного каскада мощного усиления, работающего в режиме В. Предъявленные требования и остальные данные таковы: нагрузка каскада — громкоговоритель с активным сопротивлением $R_2=10$ *ом*; сопротивление нагрузки плеча двухтактной схемы $R_{к\sim п}=5$ *ом*; выходное сопротивление транзистора в одном плече $R_{iп}=1$ *ком*; коэффициент усиления тока транзисторов, включенных в каскаде с общей базой, $\alpha=0{,}95$. Далее: $f_н=100$ *гц*; $f_в=5\,000$ *гц*; $M_{н.т}=1{,}12$; $M_в=1{,}06$; $\eta_{тр}=0{,}85$ (обозначения те же, что и в примере 5-6).

Найдем омическое сопротивление обмоток трансформатора:

$$r_{1п}=0{,}58R_{к\sim п}(1-\eta_{тр})=0{,}58\cdot 5\,(1-0{,}85)=0{,}435\ ом.$$

$$r_2 = 0,42R_2\,\frac{1-\eta_{тр}}{\eta_{тр}} = 0,42\cdot 10\cdot\frac{1-0,85}{0,85} = 0,742\ ом$$

Коэффициент трансформации и коэффициент усиления тока составят:

$$n_п = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{к\sim п} - r_{1п}}} = \sqrt{\frac{10+0,742}{5-0,435}} = 1,53;$$

$$K_{т.ср} = \frac{\alpha}{n_п} = \frac{0,95}{1,53} = 0,62,$$

так как сопротивление нагрузки плеча $R_{к\sim п}$ во много раз меньше выходного сопротивления транзистора $R_{iп}$. По этой же причине необходимая индуктивность половины первичной обмотки трансформатора определится выражением

$$L_{1п} \approx \frac{0,159\,(r_2 + R_2)}{n_п^2 f_н \sqrt{M_{н.т}^2 - 1}} = \frac{0,159\,(0,742+10)}{1,53^2\cdot 100\sqrt{1,12^2-1}} = 0,0145\ гн,$$

а допустимую индуктивность рассеяния трансформатора рассчитывать не имеет смысла, так как она получится во много раз больше действительной индуктивности рассеяния трансформатора. Поэтому коэффициент частотных искажений на высшей рабочей частоте от влияния трансформатора будет очень мал, определяясь лишь частотной характеристикой транзисторов каскада для примененного способа включения.

Пример 5-8. Рассчитаем входной трансформатор с активной нагрузкой для лампового усилителя с большим коэффициентом усиления. Предъявленные требования и другие данные таковы: низшая и высшая рабочие частоты $f_н$ и $f_в$ — 50 и 10 000 *гц* соответственно; допустимые коэффициенты частотных искажений на этих частотах от влияния трансформатора $M_{н\ т} = M_в = 1,06$; внутреннее сопротивление источника сигнала, от которого работает трансформатор, $R_i = 600$ *ом*; входное сопротивление трансформатора $R_\sim$ должно быть равно сопротивлению источника сигнала; трансформатор работает на цепь сетка—катод лампы, имеющей динамическую входную емкость $C_{вх.д} = 45$ *пф*. Трансформатор должен иметь небольшие размеры и возможно больший коэффициент передачи напряжения; постоянная составляющая тока в его первичной обмотке отсутствует.

Найдем полную емкость, нагружающую вторичную обмотку трансформатора, считая его собственную емкость $C_{тр}$ равной 25 *пф*, так как для уменьшения размеров трансформатора его сердечник сделаем из пермаллоя; емкость монтажа $C_м$ считаем равной 10 *пф*:

$$C = C_{вх.д} + C_{тр} + C_м = 45 + 25 + 10 = 80\ пф.$$

Максимальное допустимое сопротивление шунта на вторичной обмотке, при котором нагрузку трансформатора еще можно считать активной,

$$R_{2макс} = \frac{1}{20 f_в C} = \frac{1}{20\cdot 10\,000\cdot 80\cdot 10^{-12}} = 62\,500\ ом.$$

Для обеспечения активности нагрузки трансформатора возьмем в качестве шунта вторичной обмотки стандартное непроволочное сопротивление 56 *ком* с максимальной рассеиваемой мощностью 0,12 *вт*. Задавшись к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}=0,9$, согласно указаниям на стр. 114—115 найдем омическое сопротивление его обмоток:

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R_{\sim} (1 - \eta_{тр}) = \frac{1}{1+1} 600 (1 - 0,9) = 30 \ ом;$$

$$r_2 = \frac{1}{1+c} R_2 \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}} - \frac{1}{1+1} 56\,000 \frac{1 - 0,9}{0,9} = 3\,110 \ ом;$$

значение c берем равным 1, так как в первичной обмотке нет постоянной составляющей тока.

Коэффициент трансформации трансформатора должен быть:

$$n = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{\sim} - r_1}} = \sqrt{\frac{56\,000 + 3\,110}{600 - 30}} = 10,2,$$

откуда значения r_2', R_2', $R_{э.н}$ и L_1 составят:

$$r_2' = \frac{r_2}{n^2} = \frac{3\,110}{10,2^2} = 30 \ ом;$$

$$R_2' = \frac{R_2}{n^2} = \frac{56\,000}{10,2^2} = 540 \ ом;$$

$$R_{э.н} = \frac{(R_i + r_1)(r_2' + R_2')}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} = \frac{(600 + 30)(30 + 540)}{600 + 30 + 30 + 540} = 300 \ ом;$$

$$L_1 \geqslant \frac{0,159 R_{э.н}}{f_н \sqrt{M_{н.т}^2 - 1}} = \frac{0,159 \cdot 300}{50 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 2,76 \ гн.$$

Максимально допустимая индуктивность рассеяния трансформатора и допустимый коэффициент рассеяния будут равны:

$$L_s \leqslant \frac{R_i + r_1 + r_2' + R_2'}{6,28 f_в} \sqrt{M_в^2 - 1} =$$

$$= \frac{600 + 30 + 30 + 540}{6,28 \cdot 10\,000} \sqrt{1,06^2 - 1} = 0,0066 \ гн;$$

$$\sigma \leqslant \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,0066}{2,76} = 0,0024,$$

что при сердечнике из пермаллоя легко обеспечивается Коэффициент передачи напряжения рассчитанного трансформатора составит:

$$K_{ср} = n \frac{R_2'}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} = 10,2 \cdot \frac{540}{600 + 30 + 30 + 540} = 4,59.$$

Пример 5-9. Рассчитаем входной трансформатор с теми же данными, за исключением входного сопротивления, что и в примере 5-8, с емкостной нагрузкой, без шунта на вторичной обмотке и с частотной характеристикой без подъема на верхних частотах.

В этом случае омическое сопротивление обмоток трансформатора может быть сделано равным:

$$r_1 = r'_2 = (0{,}25 \div 0{,}5)\, R_i = 0{,}25 \cdot 600 = 150 \text{ ом};$$

значение числового коэффициента в скобках берем наименьшее для получения максимального коэффициента передачи напряжения, что требуется заданием.

Необходимая индуктивность первичной обмотки в этом случае составит:

$$L_1 \geqslant \frac{0{,}159\,(R_i + r_1)}{f_\text{н}\sqrt{M^2_\text{н.т} - 1}} = \frac{0{,}159\,(600 + 150)}{50\sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 6{,}8 \text{ гн},$$

а индуктивность рассеяния, коэффициент трансформации и коэффициент рассеяния трансформатора должны быть:

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r'_2}{8{,}9 f_\text{в}} \sqrt[4]{M^2_\text{в} - 1} =$$

$$= \frac{600 + 150 + 150}{8{,}9 \cdot 10\,000} \sqrt[4]{1{,}06^2 - 1} = 0{,}00597 \text{ гн};$$

$$n = \sqrt{\frac{2L_s}{(R_i + r_1 + r'_2)^2 C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}00597}{(600 + 150 + 150)^2\, 80 \cdot 10^{-12}}} = 13{,}6;$$

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}00597}{6{,}8} = 0{,}00088,$$

что при сердечнике из высоконикелевого пермаллоя (75—80% никеля) может быть осуществлено без особых затруднений.

Максимально допустимое омическое сопротивление вторичной обмотки и коэффициент передачи напряжения в этом случае составят:

$$r_2 = r'_2 n^2 = 150 \cdot 13{,}6^2 = 27\,700 \text{ ом}; \quad K_\text{ср} \approx n = 13{,}6.$$

Такое большое омическое сопротивление вторичной обмотки может быть получено лишь при намотке обмотки из очень тонкого провода, имеющего малую механическую прочность и легко разрушаемого коррозией Поэтому вторичную обмотку следует выполнить из более толстого провода (0,03—0,05 *мм*), имеющего достаточную механическую прочность и устойчивость против коррозии, вычислить омическое сопротивление этой обмотки из конструктивного расчета трансформатора и увеличить омическое сопротивление первичной обмотки настолько, чтобы сумма $r_1 + r'_2$ осталась равной 300 *ом*. Значение L_1 после этого пересчитывают вновь.

Как видно из результата, трансформатор с емкостной нагрузкой без шунта на вторичной обмотке при той же частотной характери-

стике дает примерно втрое больший коэффициент передачи напряжения, чем трансформатор с активной нагрузкой, но имеет значительно меньший коэффициент рассеяния.

Пример 5-10. Рассчитаем входной трансформатор с емкостной нагрузкой, шунтом на вторичной обмотке и подъемом частотной характеристики на высоких частотах Коэффициент частотных искажений $M_в$ на высшей рабочей частоте должен быть равен 0,795 (подъем на 2 *дб*). Остальные данные те же, что в примере 5-8, за исключением входного сопротивления трансформатора, которое не задано.

Для получения на высшей рабочей частоте значения $M_в = 0{,}795$ необходимо иметь:

$$d_в = \sqrt{2 - 2\sqrt{1 - M_в^2}} = \sqrt{2 - 2\sqrt{1 - 0{,}795^2}} = 0{,}888,$$

при этом наименьшее допустимое значение $\alpha_в$

$$\alpha_в = \frac{4}{d_в^2} - 1 = \frac{4}{0{,}888^2} - 1 = 4{,}08.$$

Для повышения коэффициента передачи напряжения возьмем $\alpha_в = 5$; найдя, так же как в примере 5-9, значения $r_1 = r_2' = 150$ *ом*, определим значение R_2':

$$R_2' = \alpha_в (R_i + r_1 + r_2') = 5(600 + 150 + 150) = 4\,500 \text{ ом}.$$

Зная R_i, r_1, r_2' и R_2', рассчитаем, как в примере 5-8, значения $R_{э.в}$ и L_1, которые получим равными 646 *ом* и 5,9 *гн* соответственно; необходимую индуктивность рассеяния и коэффициент трансформации определим из выражений:

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r_2'}{3{,}14 f_в} \cdot \frac{\sqrt{1 - 0{,}5 d_в^2}}{d_в \pm \sqrt{d_в^2 - \frac{4}{1 + \alpha_в}}} =$$

$$= \frac{600 + 150 + 150}{3{,}14 \cdot 10\,000} \cdot \frac{\sqrt{1 - 0{,}5 \cdot 0{,}888^2}}{0{,}888 \pm \sqrt{0{,}888^2 - \frac{4}{1 + 5}}} =$$

$$= 0{,}018 \text{ гн } (0{,}0412 \text{ гн});$$

$$n = \frac{0{,}159\sqrt{1 - 0{,}5 d_в^2}}{f_в \sqrt{\frac{\alpha_в}{1 + \alpha_в} L_s C}} =$$

$$= \frac{0{,}159\sqrt{1 - 0{,}5 \cdot 0{,}888^2}}{10\,000 \sqrt{\frac{5}{1 + 5} \cdot 0{,}018 \cdot 80 \cdot 10^{-12}}} = 11{,}3 \; (7{,}45).$$

Цифры в скобках соответствуют знаку минус в знаменателе формулы для L_s, приводящему к меньшему коэффициенту передачи, а поэтому обычно не используемому. Коэффициент передачи напряжения трансформатора при знаке плюс в знаменателе составит:

$$K_{\text{ср}} = n \frac{R_2'}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} = 11{,}3 \cdot \frac{4\,500}{600 + 150 + 150 + 4\,500} = 9{,}4,$$

что почти в полтора раза меньше, чем для трансформатора без шунта на вторичной обмотке. Максимально допустимое омическое сопротивление вторичной обмотки и сопротивление шунта на ней будут:

$$r_2 = r_2' n^2 = 150 \cdot 11{,}3^2 = 19\,200 \text{ ом};$$

$$R_2 = R_2' n^2 = 4\,500 \cdot 11{,}3^2 = 575 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Действительное омическое сопротивление вторичной обмотки ввиду невозможности применения для нее слишком тонкого провода будет значительно ниже, что немного повысит коэффициент передачи трансформатора и может слегка увеличить подъем частотной характеристики на высшей частоте. Небольшим уменьшением сопротивления шунта вторичной обмотки подъем нетрудно снизить до заданного значения.

Пример 5-11. Рассчитать трансформаторный каскад предварительного усиления для транзисторного усилителя, имеющий следующие данные: $f_{\text{н}} = 150$ *гц*; $f_{\text{в}} = 4\,000$ *гц*; $M_{\text{н.т}} \leqslant 1{,}18$; $M_{\text{в}} \leqslant 1{,}18$; входное сопротивление транзистора, на который работает рассчитываемый каскад, $R_2 = 500$ *ом*; необходимая амплитуда выходного напряжения $U_{2m} = 0{,}1$ *в*. Данные маломощного транзистора предварительного усиления, применяемого в рассчитываемом каскаде: $r_{\text{э}} = 20$ *ом*; $r_{\text{б}} = 180$ *ом*; $r_{\text{г}} = 970$ *ком*; $r_{\text{к}} = 1$ *Мом*; граничная частота транзистора при включении с общей базой $f_{\text{гр}} \geqslant 465$ *кгц*; сопротивление источника сигнала $R_{\text{и}} = 2\,000$ *ом*. Максимально допустимый размер сердечника трансформатора — Ш=4×6 (основные данные сердечника см. стр. 416), от каскада желательно получить возможно большее усиление. Режим питания транзистора таков: ток покоя цепи коллектора $I_{\text{к0}} = 1$ *ма*; напряжение покоя коллектора $U_{\text{к0}} = 5$ *в*.

Для получения от рассчитываемого каскада наибольшего усиления включим транзистор с общим эмиттером; нелинейных искажений в данном случае можно не опасаться, так как амплитуда выходного сигнала очень мала. Использовав в качестве материала для сердечника трансформатора 50%-ный пермаллой марки Н50ХС толщиной 0,3 *мм* и применив для первичной обмотки медный провод марки ПЭВ с диаметром без изоляции 0,05 *мм*, который сочтем допустимым для применения с точки зрения механической прочности и устойчивости от коррозии, найдем что при отведении для первичной обмотки $^3/_4$ полезной площади намотки каркаса в ней может уместиться 5 000 витков.

При токе покоя первичной обмотки 1 *ма* и сборке сердечника с необходимым зазором индуктивность первичной обмотки L_1, рассчитанная по формуле (10-23) методом, изложенным в гл. 10, будет около 20 *гн*, а ее омическое сопротивление r_1 — около 1 700 *ом*. Отсюда

$$R_{\text{э.н}} = 6{,}28 f_{\text{н}} L_1 \sqrt{M_{\text{н.т}}^2 - 1} = 6{,}28 \cdot 150 \cdot 20 \sqrt{1{,}18^2 - 1} = 11\,800 \text{ ом}.$$

Определив выходное сопротивление транзистора переменному току R_i при включении с общим эмиттером, найдем наивыгоднейший коэффициент трансформации трансформатора:

$$R_i = R_{\text{вых.о.э}} = r_\text{к} - r_\text{г} + r_\text{э}\frac{r_\text{г}+r_\text{б}+R_\text{и}}{r_\text{э}+r_\text{б}+R_\text{и}} =$$

$$= 10^6 - 0{,}97\cdot 10^6 + 20\cdot\frac{0{,}97\cdot 10^6 + 180 + 2\,000}{20 + 180 + 2\,000} \approx 39\,000 \text{ ом};$$

$$n = \sqrt{\frac{R_2(R_i + r_1 - R_{\text{э.н}})}{R_iR_{\text{э.н}} + 4r_1R_{\text{э.н}} - 3r_1R_i - 3r_1^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{500(39\,000 + 1\,700 - 11\,800)}{39\,000\cdot 11\,800 + 4\cdot 1\,700\cdot 11\,800 - 3\cdot 1\,700\cdot 39\,000 - 3\cdot 1\,700^2}} =$$

$$= 0{,}208.$$

Из эквивалентной схемы каскада для средних частот можно найти, что сопротивление нагрузки коллекторной цепи транзистора переменному току при этом составит:

$$R_{\text{к}\sim} = 4r_1 + \frac{R_iR_{\text{э.н}} + 4r_1R_{\text{э.н}} - 3r_1R_i - 3r_1^2}{R_i + r_1 - R_{\text{э.н}}} = 4\cdot 1\,700 +$$

$$+ \frac{39\,000\cdot 11\,800 + 4\cdot 1\,700\cdot 11\,800 - 3\cdot 1\,700\cdot 39\,000 - 3\cdot 1\,700^2}{39\,000 + 1\,700 - 11\,800} \approx$$

$$\approx 18\,300 \text{ ом}.$$

Максимально допустимая индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s \leqslant \frac{R_i + r_1 + r_2' + R_2'}{6{,}28 f_\text{в}}\sqrt{M_\text{в}^2 - 1} = \frac{R_i + R_{\text{к}\sim}}{6{,}28 f_\text{в}}\sqrt{M_\text{в}^2 - 1} =$$

$$= \frac{39\,000 + 18\,300}{6{,}28\cdot 4\,000}\sqrt{1{,}18^2 - 1} = 1{,}44 \text{ гн}.$$

При $L_1 = 20$ *гн* значение L_s будет много меньше 1,43 *гн*, а поэтому частотные искажения на высшей рабочей частоте от влияния L_s будут ничтожны и искажения каскада на верхних частотах определятся в основном частотной характеристикой статического коэффициента усиления тока транзистора

Значение $M_\text{в}$ найдем из следующих соотношений:

$$\alpha \approx \frac{r_\text{г}}{r_\text{к}} = \frac{0{,}97\cdot 10^6}{1\cdot 10^6} = 0{,}97;$$

$$f_{\text{гр.о.э}} \approx f_{\text{гр.о.б}}(1 - \alpha) = 465(1 - 0{,}97) \approx 14 \text{ кгц};$$

$$M_{в} \leqslant \sqrt{1 + \left(\frac{f_{в}}{f_{гр}}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{4\,000}{14\,000}\right)^2} = 1{,}04,$$

что много меньше допустимого.

Коэффициент усиления тока транзистора $K_{т.о.э}$ и коэффициент усиления тока каскада на средних частотах $K_{т.ср}$ будут:

$$K_{т.о.э} \approx \frac{r_{г}}{r_{к} - r_{г} + R_{к\sim}} = \frac{0{,}97 \cdot 10^6}{10^6 - 0{,}97 \cdot 10^6 + 18\,300} = 20{,}2;$$

$$K_{т.ср} = \frac{K_{т.о.э}}{n} = \frac{20{,}2}{0{,}20} = 97.$$

Входное сопротивление транзистора переменному току, а также амплитуду выходного и входного токов сигнала найдем из выражений:

$$R_{вх.о.э} = r_{б} + r_{э}\frac{r_{к} + R_{к\sim}}{r_{к} - r_{г} + R_{к\sim}} =$$

$$= 180 + 20 \cdot \frac{10^6 + 18\,300}{10^6 - 0{,}97 \cdot 10^6 + 18\,300} = 602 \text{ ом};$$

$$I_{вых\,m} = \frac{U_{2m}}{R_2} = \frac{0{,}1}{500} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ а};$$

$$I_{вх\,m} = \frac{I_{вых\,m}}{K_{т.ср}} = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{98} = 2{,}04 \cdot 10^{-6} \text{ а}.$$

Входное напряжение каскада, его коэффициент усиления напряжения и коэффициент усиления мощности составят:

$$U_{вх\,m} = I_{вх\,m} R_{вх} = 2{,}04 \cdot 10^{-6} \cdot 602 = 1{,}23 \cdot 10^{-3} \text{ в};$$

$$K_{ср} = \frac{U_{2m}}{U_{вх\,m}} = \frac{0{,}1}{1{,}23 \cdot 10^{-3}} \approx 81;$$

$$K_{м.ср} = K_{ср} K_{т.ср} = 81 \cdot 97 \approx 7\,800,$$

что значительно больше, чем можно получить от того же транзистора в реостатном каскаде.

Пример 5-12. Рассчитаем выходной трансформатор для однотактного оконечного каскада усиления импульсных сигналов с электронной лампой, включенной с общим катодом и имеющей статическую крутизну характеристики в рабочем режиме $S=5$ *ма/в*, внутреннее сопротивление $R_i=40$ *ком* и расчетное сопротивление нагрузки анодной цепи переменному току $R_{а\sim}=3\,000$ *ом*. Нагрузкой трансформатора является сопротивление $R_2=2\,000$ *ом*, которое можно считать активным, с подключенной параллельно емкостью монтажа $C_{м}=30$ *пф* Время установления каскада $t_{у}$ не должно превышать 1 *мксек*, выброс переднего фронта прямоугольного импульса $\delta \leqslant 5\%$; спад плоской вершины

прямоугольного импульса длительностью 100 *мксек* от влияния трансформатора $\Delta_т \leqslant 5\%$; к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}=0,9$

Найдем допустимое омическое сопротивление обмоток трансформатора, считая $c=0,6$, так как в первичной обмотке имеется постоянная составляющая тока,

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R_{a\sim} (1-\eta_{тр}) = \frac{0,6}{1+0,6} \cdot 3\,000\,(1-0,9) = 112 \text{ ом};$$

$$r_2 = \frac{1}{1+c} R_2 \frac{1-\eta_{тр}}{\eta_{тр}} = \frac{1}{1+0,6} \cdot 2\,000 \cdot \frac{1-0,9}{0,9} = 139 \text{ ом}.$$

Необходимый коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{a\sim} - r_1}} = \sqrt{\frac{2\,000+139}{3\,000-112}} = 0,86.$$

Определив r_2', R_2' и $R_{э.н}$, найдем необходимую индуктивность первичной обмотки:

$$r_2' = \frac{r_2}{n^2} = \frac{139}{0,86^2} = 188 \text{ ом};$$

$$R_2' = \frac{R_2}{n^2} = \frac{2\,000}{0,86^2} = 2\,700 \text{ ом};$$

$$R_{э.н} = \frac{(R_i + r_1)(r_2' + R_2')}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} =$$

$$= \frac{(40\,000+112)(188+2\,700)}{40\,000+112+188+2\,700} = 2\,690 \text{ ом};$$

$$L_1 \geqslant \frac{TR_{э.н}}{\Delta_т} = \frac{100 \cdot 10^{-6} \cdot 2\,690}{0,05} = 5,38 \text{ гн}.$$

Так как

$$a_в = \frac{R_2'}{R_i + r_1 + r_2'} = \frac{2\,700}{40\,000+112+188} = 0,067,$$

то наименьшее $d_в$, которое в данном случае может быть получено, на основании выражения (5-45) составит:

$$d_{в.мин} = \sqrt{\frac{4}{1+a_в}} = \sqrt{\frac{4}{1+0,067}} = \ ,94.$$

При таком значении $d_в$, как видно из графика на рис 5-15, выброс много меньше максимально допустимых 5% и практически отсутствует, а коэффициент $x_у$, определяющий время установления каскада, равен примерно 3,2. Считая собственную емкость трансформатора ориентировочно равной 50 *пф* и так как $C_н=0$ и $C_м=30$ *пф*, най-

дем полную емкость, нагружающую трансформатор, и его допустимую индуктивность рассеяния:

$$C = C_н + C_{тр} + C_м = 0 + 50 + 30 = 80 \ пф;$$

$$L_s = \frac{4\frac{\alpha_в}{1+\alpha_в} C (R_i + r_1 + r_2')^2 n^2}{d_в + \sqrt{d_в^2 - \frac{4}{1+\alpha_в}}} =$$

$$= \frac{4\cdot\frac{0,067}{1+0,067}\cdot 80\cdot 10^{-12}(40\,000 + 112 + 188)^2\, 0,86^2}{1,94 + \sqrt{1,94^2 - \frac{4}{1+0,067}}} = 0,0125 \ гн.$$

Время установления каскада

$$t_у = x_у\sqrt{\frac{\alpha_в}{1+\alpha_в} L_s C'} = x_у n\sqrt{\frac{\alpha_в}{1+\alpha_в} L_s C} =$$

$$= 3,2\cdot 0,86\sqrt{\frac{0,067}{1+0,067}\cdot 0,0125\cdot 80\cdot 10^{-12}} = 0,69\cdot 10^{-6} \ сек,$$

что не превышает допустимого. Коэффициент усиления каскада в данном случае (при $R_{а\sim} \ll R_i$) можно найти из выражения

$$K_{ср} = \frac{\mu n R_2'}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} \approx nSR_2' = 0,86\cdot 5\cdot 10^{-3}\cdot 2\,700 = 11,6.$$

5-4. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ КАСКАДЫ И КОРРЕКЦИЯ

Основные сведения

Нередко частотную характеристику усилительного каскада необходимо расширить в сторону низких или высоких частот, а иногда и в обе стороны. В некоторых случаях на характеристике требуется получить подъем или провал в области нижних или верхних частот. Для таких изменений характеристик используют специальные цепи, включаемые в каскад и называемые цепями коррекции или корректирующими цепями. Цепи, изменяющие частотную характеристику каскада в области нижних частот (или переходную характеристику в области больших времен), называют цепями низкочастотной кор-

рекции; цепи, изменяющие частотную характеристику в области верхних частот (или переходную характеристику в области малых времен), называют **цепями высокочастотной коррекции.**

Для усиления электрических сигналов в очень широкой полосе частот обычно используют реостатный каскад ввиду его наилучших частотной, фазовой и переходной характеристик, вводя в него для расширения полосы пропускаемых частот корректирующие элементы (цепи).

Широкополосные каскады с коррекцией применяются для усиления как гармонических, так и импульсных сигналов; в них используют как специальные экранированные лампы с малой входной емкостью и большой крутизной характеристики, так и высокочастотные транзисторы с большой граничной частотой. Электронные лампы в широкополосных каскадах обычно включают с общим катодом, а транзисторы — с общим эмиттером. Когда усиление тока сигнала не является необходимым, транзистор может быть включен с общей базой; при этом верхняя граница усиливаемых каскадом частот обычно значительно возрастает, а его входное сопротивление падает.

Выше указывалось, что в широкополосных каскадах с электронными лампами, включенными с общим катодом, применяют только экранированные лампы вследствие их меньшей входной динамической емкости. Исследования показали, что в широкополосном реостатном каскаде с электронной лампой произведение коэффициента усиления $K_{ср}$ на высшую рабочую частоту $f_в$ прямо пропорционально отношению крутизны характеристики лампы в рабочем режиме S к нагружающей каскад емкости C_0:

$$K_{ср} f_в = A \frac{S}{C_0}, \quad (5\text{-}62)$$

где A — числовой коэффициент, зависящий от схемы каскада частотных искажений на высшей частоте и т. п. Так как нагружающая каскад емкость C_0 обычно в основном определяется выходной емкостью лампы рассчитываемого каскада и входной динамической емкостью следующего каскада для получения высоких коэффициентов усиления каскада при больших значениях высшей рабочей частоты необходимы лампы с высокой крутизной характеристики и малыми статическими междуэлектродными емкостями, в особенности с малой проходной емкостью. Этим условиям удовлетворяют специальные экранированные лампы, называемые

лампами для широкополосного усиления или короче — широкополосными лампами.

Чем больше отношение S к C_0 имеет лампа, тем большее усиление может дать каскад при заданной высшей рабочей частоте; однако лампы с очень большой крутизной обычно имеют большой анодный ток и большую мощность накала. Поэтому лампу для широкополосного каскада экономически целесообразно брать с наименьшим возможным потреблением энергии питания, лишь обеспечивающую необходимый коэффициент усиления и заданную амплитуду выходного сигнала.

Для выбора подходящей для каскада лампы ниже приведена табл. 5-3, в которой приведены основные данные и значение отношения S к C_0 для наиболее употребительных широкополосных ламп; при вычислении этого отношения емкость монтажа $C_м$ принималась равной 5 *пф* для пальчиковых ламп и 10 *пф* для обычных ламп приемно-усилительной серии, а емкость C_0 — равной сумме $C_{вых}$, $C_{вх}$ и $C_м$.

Таблица 5-3

Основные данные широкополосных ламп

Тип лампы	Напряжение накала $U_н$, *в*	Ток накала $I_н$, *ма*	Анодный ток I_{a0}, *ма*	Ток экранирующей сетки $I_{э0}$, *ма*	Крутизна характеристики S, *ма/в*	Входная емкость $C_{вх}$, *пф*	Выходная емкость $C_{вых}$, *пф*	Проходная емкость $C_{пр}$, *пф*	Емкость катод—подогреватель $C_{к.п}$, *пф*	$\frac{S}{C_0}$
6Ж4	6,3	450	10,2	2,2	9	11	5	0,015	—	0,346
6П9	6,3	650	30	6,5	11	13	7,5	0,06	—	0,36
6Ж1П	6,3	175	7,5	2	5,2	4,5	2,5	0,02	4,6	0,425
6Ж5П	6,3	450	10	2	9	10	2,5	0,03	—	0,515
6Ж9П	6,3	300	15,5	3	17,5	8,5	3,5	0,03	7	1,03
6Ж11П	6,3	440	25	6	28	14	3,5	0,05	10	1,24
6Э5П	6,3	600	45	9	30,5	16	2,85	0,075	12,5	1,28
6П15П	6,3	760	30	4,5	14,7	13,5	7	0,07	—	0,575
6Ж21П	6,3	350	17	4	17	6	1,9	0,035	—	1,32
6Ж22П	6,3	500	30	5	30	9	2,4	0,05	—	1,83

Низкочастотная коррекция

Наиболее употребительной схемой низкочастотной коррекции, широко применяемой в реостатных каскадах, является включение цепочки $C_ф R_ф$ в анодную (или коллекторную) цепь каскада (рис. 5-18). Такая схема коррекции удобна тем, что цепочка $C_ф R_ф$ одновременно выполняет

роль как развязывающего, так и сглаживающего фильтра, защищающего каскад от паразитной обратной связи через общий источник питания и сглаживающего пульсации напряжения последнего.

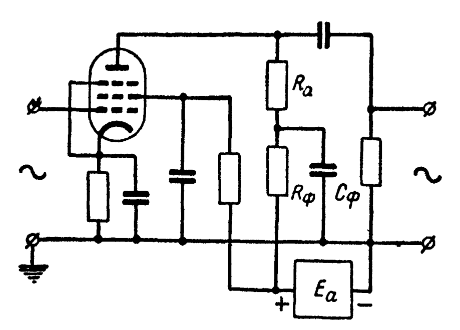


Рис. 5-18. Схема низкочастотной коррекции цепочкой $C_ф R_ф$.

Рассмотрим действие такой схемы на примере реостатного усилительного каскада с электронной лампой. Величина конденсатора $C_ф$ берется такой, чтобы на средних, а тем более верхних частотах этот конденсатор имел ничтожное сопротивление по сравнению с сопротивлением анодной нагрузки лампы. Тогда на средних частотах нагрузкой анодной цепи практически будет являться сопротивление $R_{a\sim} \approx R_a$, которое и будет определять усиление каскада на этих частотах. При понижении частоты сигнала сопротивление конденсатора $C_ф$ будет увеличиваться и полное сопротивление нагрузки анодной цепи будет расти, что вызовет увеличение коэффициента усиления каскада, падающего на низких частотах от влияния разделительного конденсатора C_c и других цепей.

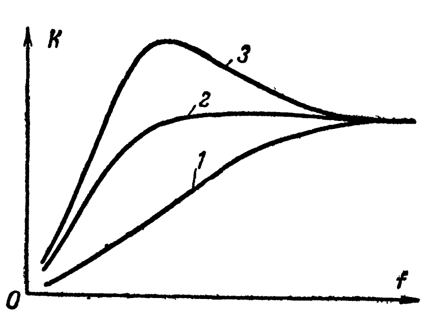


Рис. 5-19. Частотные характеристики реостатного каскада на нижних частотах.

1—без коррекции; 2—с коррекцией цепочкой $C_ф R_ф$; 3—то же при уменьшенной емкости конденсатора $C_ф$.

Надлежащим выбором емкости конденсатора $C_ф$ и сопротивления $R_ф$ можно добиться того, что частотная характеристика каскада будет не падать, а подниматься на нижних частотах (рис. 5-19), что нередко оказывается необходимым для исправления частотной характеристики других каскадов усилителя или получения нужных свойств всего проектируемого устройства.

Особенно хорошо такая схема коррекции работает при

усилительных элементах, имеющих высокие выходное и входное сопротивления (например, при экранированных лампах). В этом случае коррекция цепочкой $C_ф R_ф$ позволяет расширить полосу пропускаемых каскадом частот в сторону низких в 10—30 раз при сохранении величины емкости разделительного конденсатора C_c или получить подъем частотной характеристики на нижних частотах до 15—20 *дб*.

Для реостатного каскада с экранированной лампой обычно $R_a \ll R_i$ и $R_c \gg R_a$. При этом зависимость относительного усиления $Y_ф$ и угла сдвига фазы $\varphi_ф$ от частоты в области нижних частот, а также уравнение нормированной переходной характеристики $y_ф = \psi(x)$ в области больших времен для такого каскада с низкочастотной коррекцией цепочкой $C_ф R_ф$ приобретают вид:

$$Y_ф = \sqrt{\frac{(1+b)^2 + m^2X^2}{b^2 + m^2X^2} \cdot \frac{X^2}{1+X^2}}; \qquad (5\text{-}63)$$

$$\varphi_ф = \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{X} - \operatorname{arc\,tg} \frac{mX}{b + b^2 + m^2X^2}; \qquad (5\text{-}64)$$

$$y_ф = \frac{1}{m-b}\left[e^{-\frac{b}{m}x} - (1+b-m)\,e^{-x}\right], \qquad (5\text{-}65)$$

где $b = \frac{R_a}{R_ф}$ — коэффициент низкочастотной коррекции;

$m = \frac{C_ф R_a}{C_c R_c} = \frac{\tau_a}{\tau_c}$ — отношение постоянных времени цепей анода и сетки;

$X = \omega C_c R_c = 6{,}28 f C_c R_c$ — нормированная частота;

$x = \frac{t}{C_c R_c}$ — нормированное время.

Частотные и переходные характеристики реостатного каскада с экранированной лампой и низкочастотной коррекцией цепочкой $C_ф R_ф$, вычисленные по уравнениям (5-63) и (5-65) для различных значений b и m, приведены в приложениях 1 и 2. По этим характеристикам производят расчет ламповых каскадов усиления гармонических и импульсных сигналов с такой коррекцией.

Простая (параллельная) высокочастотная коррекция

Наиболее употребительной схемой высокочастотной коррекции, применяющейся в широкополосных реостатных каскадах, является включение последовательно с сопротив-

лением $R_а$ корректирующего дросселя $L_а$ определенной величины (рис. 5-20). Такую схему называют схемой простой или параллельной высокочастотной коррекции. Индуктивность дросселя $L_а$ образует с полной емкостью C_0, нагружающей каскад, параллельный резонансный контур с резонансной частотой, лежащей в области верхних частот. В результате сопротивление анодной нагрузки лампы на верхних частотах возрастает, что компенсирует падение усиления от влияния емкости C_0 и даже может привести к подъему частотной характеристики.

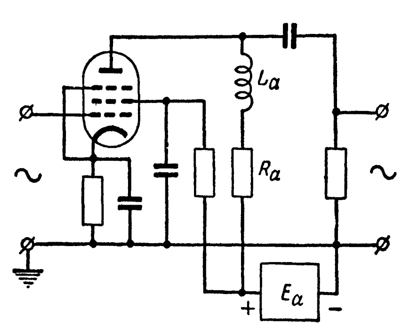


Рис. 5-20. Схема простой (параллельной) высокочастотной коррекции.

Для реостатного каскада с экранированной лампой, как указывалось, обычно $R_а \ll R_i$ и $R_с \gg R_а$. При этом зависимость относительного усиления Y и угла сдвига фазы φ от частоты в области верхних частот, а также уравнение нормированной переходной характеристики $y=\psi(x)$ в области малых времен для такого каскада с простой высокочастотной коррекцией имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} Y &= \frac{1}{M} = \sqrt{\frac{1+a^2X^2}{(1-aX^2)^2+X^2}}; \\ \varphi &= -\operatorname{arc\,tg} X(1-a+a^2X^2); \\ y &= 1-\left[\frac{1-2a}{\sqrt{4a-1}}\sin x\frac{\sqrt{4a-1}}{2a}+\cos x\frac{\sqrt{4a-1}}{2a}\right]e^{-\frac{x}{2a}}, \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}66)$$

$$\left.\begin{aligned} &\text{где} \quad a = \frac{L_а}{C_0R_а^2} \text{ — коэффициент высокочастотной коррекции;} \\ &X = \omega C_0R_а = 6{,}28 f C_0R_а \text{ — нормированная частота;} \\ &x = \frac{t}{C_0R_а} \text{ — нормированное время.} \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}67)$$

Семейства частотных и переходных характеристик реостатного каскада с экранированной лампой и простой высо-

кочастотной коррекцией, вычисленные по выражениям (5-66) для различных значений a, приведены на рис. 5-21 и 5-22. Из них видно, что при $a>0,414$ на частотной характеристике каскада в области верхних частот появляется подъем, величина которого растет с увеличением a. При

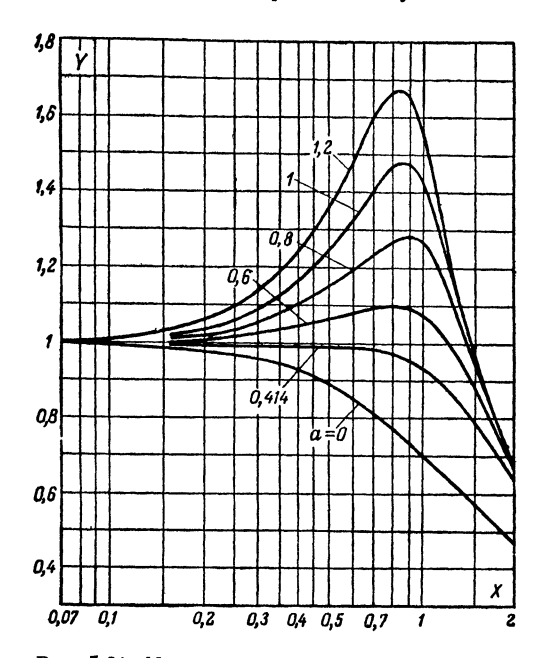


Рис. 5-21. Нормированные частотные характеристики на верхних частотах реостатного каскада с экранированной лампой и простой высокочастотной коррекцией для различных значений a.

$a>0,25$ на переходной характеристике каскада в области малых времен появляется выброс, также растущий с увеличением a, но время установления каскада при этом уменьшается. Поэтому при расчете каскадов усиления импульсных сигналов с параллельной высокочастотной коррекцией значение a берут возможно большее, выбирая его по допустимой величине выброса. Зависимость выброса δ и нормированного времени установления $x_у = \frac{t_у}{C_0 R_а}$ от a дана на рис. 5-23.

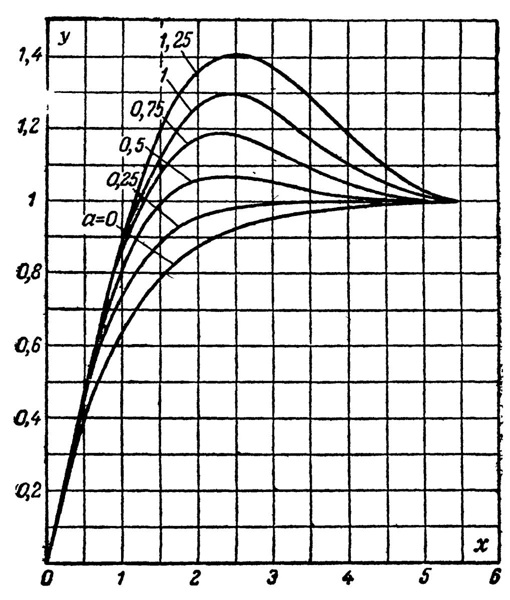


Рис. 5-22. Нормированные переходные характеристики в области малых времен реостатного каскада с экранированной лампой и простой высокочастотной коррекцией для различных значений a.

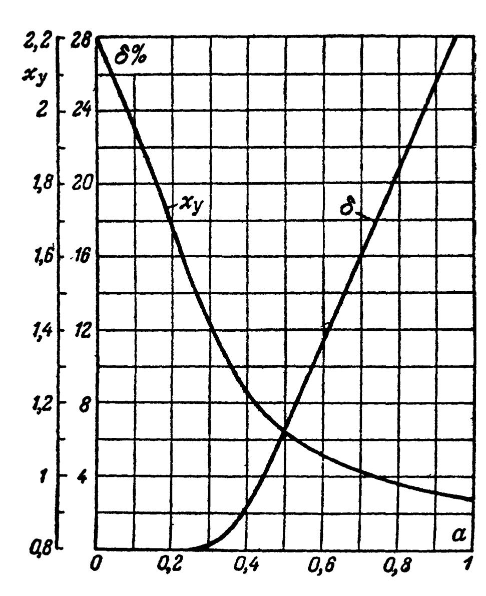


Рис. 5-23. Зависимость выброса и нормированного времени установления от a для реостатного каскада с экранированной лампой и простой высокочастотной коррекцией.

Расчетные формулы для определения $R_а$ и $L_а$ для каскада с простой высокочастотной коррекцией нетрудно получить из выражений (5-67):

$$R_а = \frac{X_в}{\omega_в C_0} = \frac{t_у}{x_у C_0}; \quad L_а = aC_0 R_а^2. \qquad (5\text{-}68)$$

Важным показателем каскада с высокочастотной коррекцией, имеющим большое значение при расчете многокаскадных усилителей, является так называемый **критический выброс** $\delta_{кр}$. Критическим называют выброс такой величины, при котором многокаскадный усилитель, собранный из одинаковых каскадов, имеет выброс, равный выбросу одного каскада. Величина критического выброса зависит от схемы коррекции и для некоторых схем не является постоянной, изменяясь с изменением соотношений величин в схеме. Для простой высокочастотной коррекции критический выброс постоянен и равен примерно 1%.

Пример 5-13. Рассчитаем широкополосный каскад предварительного усиления гармонических сигналов с простой высокочастотной коррекцией и рабочей полосой частот от 25 *гц* до 10 *Мгц;* каскад работает на лампу пальчиковой серии, имеющую входную динамическую емкость $C_{вх.д.сл}=10$ *пф* и сопротивление утечки $R_с=220$ *ком.* Относительное усиление каскада на низшей частоте $Y_н$ должно быть равно 1,12 (подъем на 12% для компенсации частотных искажений, вносимых следующим каскадом и цепочкой катодного смещения рассчитываемого каскада); относительное усиление на высшей частоте $Y_в=0{,}89$ (падение усиления на 1 *дб*); максимальная амплитуда выходного напряжения на средних частотах $U_{вых\,m}=2$ *в.* Напряжение источника анодного питания $E_а=150$ *в*; в каскаде должна быть использована возможно более экономичная лампа пальчиковой серии.

Так как на высоких частотах подъем не требуется, берем коэффициент высокочастотной коррекции $a=0{,}414$, что соответствует наилучшей частотной характеристике без подъема. По характеристике для этого значения a (рис. 5-21) находим, что $Y_в=0{,}89$ соответствует значению $X_в=1{,}2$. Найдем анодный ток покоя, который должна иметь лампа, чтобы обеспечить заданное выходное напряжение. Для этого определим нагружающую каскад емкость, считая выходную емкость лампы пальчикового типа равной примерно 3 *пф* и емкость монтажа 5 *пф*:

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл} = 3 + 5 + 10 = 18 \text{ пф}.$$

Отсюда ориентировочное значение $R_а$

$$R_а = \frac{X_в}{6{,}28 f_в C_0} = \frac{1{,}2}{6{,}28 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 18 \cdot 10^{-12}} = 1\,060 \text{ ом}.$$

Для получения на таком сопротивлении амплитуды выходного напряжения 2 *в* потребуется амплитуда переменной составляющей анодного тока

$$I_{am} = \frac{U_{вых\,m}}{R_а} = \frac{2}{1\,060} = 1{,}89 \cdot 10^{-3} \ a = 1{,}89 \text{ ма}.$$

Для того чтобы каскад не вносил чрезмерных нелинейных искажений, ток покоя лампы необходимо взять в 1,1—1,2 раза больше найденного значения $I_{a\,m}$:

$$I_{a0} = (1{,}1 \div 1{,}2)\, I_{am} = (1{,}1 \div 1{,}2)\, 1{,}89 = 2{,}1 \div 2{,}3 \text{ ма}$$

Широкополосных ламп с таким малым током покоя нет; поэтому берем для каскада наиболее экономичный широкополосный пентод типа 6Ж1П с током покоя в нормальном режиме 7,5 *ма*, крутизной характеристики 5,2 *ма/в* и остальными данными, приведенными в примерах 5-4 и 5-5. Так как его выходная емкость равна 2,5 *пф*, пересчитываем R_a и, найдя, что оно должно быть не более 1 090 *ом*, останавливаемся на стандартном непроволочном сопротивлении 1 *ком* на 0,12 *вт*. Коэффициент усиления каскада на средних частотах при этом составит:

$$K_{ср} \approx SR_a = 5{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 5{,}2,$$

откуда необходимое входное напряжение сигнала будет равно 0,385 *в*. Требуемая индуктивность корректирующего дросселя L_a определится выражением

$$L_a = aC_0R_a^2 = 0{,}414 \cdot 17{,}5 \cdot 10^{-12} (10^3)^2 = 7{,}25 \cdot 10^{-6} \text{ гн} = 7{,}25 \text{ мкгн}.$$

Так как емкость монтажа известна лишь приближенно, для подстройки частотной характеристики каскада на верхних частотах к расчетной дроссель следует снабдить подстроечным сердечником, позволяющим изменять его индуктивность в пределах 6—9 *мкгн*.

При токе анода 7,5 *ма* и токе экранирующей сетки 2 *ма* для подачи на управляющую сетку нормального для лампы отрицательного смещения 1,8 *в* в цепь катода потребуется включить сопротивление катодного смещения примерно 200 *ом* на 0,12 *вт*, зашунтировав его конденсатором емкостью 200 *мкф* на рабочее напряжение не ниже 2 *в* (формула для расчета емкости этого конденсатора дана на стр. 242).

Задавшись напряжением покоя на аноде $U_{a0}=80$ *в*, что достаточно для рассчитываемого каскада, найдем максимально допустимую величину сопротивления $R_ф$ из выражения

$$R_{ф.макс} = \frac{E_a - U_{a0} - U_{c0}}{I_{a0}} - R_a = \frac{120 - 80 - 1{,}8}{7{,}5 \cdot 10^{-3}} - 1\,000 = 4\,100 \text{ ом},$$

что соответствует минимально возможному значению коэффициента низкочастотной коррекции $b = \frac{1\,000}{4\,100} = 0{,}244$. Увеличив b до ближайшего значения 0,3, для которого имеется семейство расчетных характеристик, выберем на этом семействе (стр. 406) характеристику с максимальным подъемом в 1,2—1,5 раза больше заданного; такая характеристика соответствует значению $m = 0{,}9$. По ней найдем, что $Y_н = 1{,}12$ имеет место при $X_н = 1{,}6$, откуда

$$R_ф = \frac{R_a}{b} = \frac{1\,000}{0{,}3} = 3\,330 \approx 3\,300 \text{ ом};$$

$$C_ф = \frac{mX_н}{6{,}28 f_н R_a} = \frac{0{,}9 \cdot 1{,}6}{6{,}28 \cdot 25 \cdot 1\,000} = 9{,}2 \cdot 10^{-6} \text{ ф} \approx 10 \text{ мкф};$$

$$C_c = \frac{X_н}{6{,}28 f_н R_c} = \frac{1{,}6}{6{,}28 \cdot 25 \cdot 220 \cdot 10^3} = 4{,}63 \cdot 10^{-8}\ ф \approx 0{,}05\ мкф.$$

Сопротивление $R_ф$, через которое протекает ток 7,5 *ма*, должно быть взято на мощность 0,25 *вт*, а рассчитанные конденсаторы — на рабочее напряжение не ниже 150 *в*. Вследствие изменения рассчитанных значений емкостей и сопротивлений до стандартных, частотная характеристика каскада на нижних частотах несколько изменится; но так как расчетная характеристика была выбрана с максимальным подъемом больше заданной величины, при наладке каскада характеристику легко привести к заданной небольшим изменением сопротивления утечки R_c в ту или другую сторону. При увеличении R_c подъем на низшей частоте будет увеличиваться, при уменьшении R_c — уменьшаться.

Пример 5-14. Рассчитаем каскад усиления импульсных сигналов с низкочастотной и простой высокочастотной коррекцией на широкополосном пентоде типа 6Ж9П, имеющем в нормальном режиме (см. табл. 5-3) $I_{а0}=15{,}5$ *ма*; $I_{э0}=3$ *ма*; $U_{с0}=-1{,}5$ *в*; $S=17{,}5$ *ма/в*; $C_{вых}=3{,}5$ *пф*. Нагрузкой каскада является входная цепь оконечного каскада, имеющая $C_{вх\ д.сл}=7{,}5$ *пф*; $R_c=100$ *ком* и требующая максимальную амплитуду напряжения сигнала 10 *в*. Каскад должен иметь время установления $t_у \leqslant 0{,}02$ *мксек*, выброс фронта — не выше критического, искажения плоской вершины прямоугольного импульса длительностью $T=10^{-3}$ *сек* от влияния разделительного конденсатора C_c не более 5%.

При емкости монтажа для малогабаритных лампы и деталей 5 *пф* полная емкость C_0 составит:

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл} = 3{,}5 + 5 + 7{,}5 = 16\ пф.$$

Так как для простой высокочастотной коррекции критический выброс равен 1%, по графику на рис. 5-23 находим, что такому выбросу соответствуют значения $a=0{,}35$ и $x_у=1{,}31$; отсюда

$$R_а = \frac{t_у}{x_у C_0} = \frac{0{,}02 \cdot 10^{-6}}{1{,}31 \cdot 16 \cdot 10^{-12}} = 956\ ом\ (\text{стандартное значение } 910\ ом);$$

$$L_а = aC_0R_а^2 = 0{,}35 \cdot 16 \cdot 10^{-12} \cdot 910^2 = 4{,}64 \cdot 10^{-6}\ гн.$$

Считая, что максимально допустимая амплитуда тока сигнала в анодной цепи $I_{а\,m} \approx 0{,}8 I_{а0} = 12{,}4$ *ма*, найдем, что максимальная амплитуда напряжения сигнала на выходе составит:

$$U_{am} = I_{am}R_а = 12{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 910 = 11{,}3\ в,$$

что превышает заданную величину 10 *в*; следовательно, лампа 6Ж9П в выбранном режиме удовлетворяет поставленным требованиям.

Коэффициент усиления каскада

$$K_{ср} \approx SR_а = 17{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 910 = 15{,}9,$$

откуда получим, что на вход каскада потребуется подать амплитуду напряжения импульсов 0,63 *в*.

Задавшись напряжением покоя на аноде $U_{а0}=100$ *в*, что вполне достаточно для обеспечения заданной амплитуды выходного сигнала,

как в предыдущем примере, найдем, что максимально допустимая величина сопротивления $R_ф$, корректирующего низкие частоты, составит 2 230 *ом*. Возьмем для $R_ф$ стандартное сопротивление 1,8 *ком*, соответствующее значению $b \approx 0,5$, для которого имеется семейство нормированных переходных характеристик (стр. 411).

Так как в условиях заданы лишь искажения вершины импульса 5% без указания на то, спад это или подъем, поделим эти искажения примерно пополам и выберем для каскада переходную характеристику с подъемом 2%, соответствующую значению $m=0,85$; по этой характеристике найдем, что спад 3%, дающий с подъемом 2% допущенные искажения вершины 5%, имеет место при $x_т=0,7$. При таком методе расчета емкость конденсаторов каскада получается небольшой и величина искажений вершины мало меняется при изменении сопротивлений и конденсаторов в пределах допусков.

Необходимые значения $C_ф$ и C_c определим из формул, вытекающих из сказанного выше:

$$C_ф = \frac{mT}{x_т R_a} = \frac{0,85 \cdot 10^{-3}}{0,7 \cdot 910} = 1,21 \cdot 10^{-6}\ ф \approx 1,2\ мкф;$$

$$C_c = \frac{T}{x_т R_c} = \frac{10^{-3}}{0,7 \cdot 10^5} = 1,43 \cdot 10^{-8}\ ф \approx 0,015\ мкф;$$

оба конденсатора должны иметь рабочее напряжение не ниже 150 *в*. Если в каскаде имеется цепочка катодного смещения $C_к R_к$, или цепочка $C_э R_э$ в экранирующей сетке, или обе эти цепочки и задана переходная характеристика каскада в области больших времен с учетом этих цепочек, то расчет емкости конденсатора C_c производится иначе (см. стр. 313).

При отклонении спада или подъема плоской вершины от расчетных значений вследствие неточностей расчета и допусков на детали спад и подъем можно подогнать под расчетные величины небольшим изменением R_c; увеличение R_c уменьшает спад и увеличивает подъем; а уменьшение R_c действует обратно.

Сопротивление катодного смещения $R_к$ и сопротивление в цепи экранирующей сетки $R_э$, если таковые имеются в каскаде, рассчитывают так же, как в предыдущих примерах.

Последовательная высокочастотная коррекция

Несложной схемой высокочастотной коррекции, удобной для ламповых каскадов усиления звуковых и сверхзвуковых частот, является включение последовательно с управляющей сеткой следующего каскада индуктивности L_c (рис. 5-24); параллельно выходным зажимам каскада при этом обычно включается подстроечный конденсатор $C_п$.

Дроссель L_c с входной динамической емкостью следующей лампы и подстроечной емкостью образует последовательный резонансный контур, на частоте резонанса которого выходное напряжение каскада при достаточной добротности контура увеличивается. При использовании в каскаде трио-

да эквивалентная схема такой коррекции не отличается от эквивалентной схемы для верхних частот трансформаторного каскада с емкостной нагрузкой, а поэтому для этой схемы применимы график на рис. 5-12 и формула (5-44).

Расчет коррекции такого типа начинают с определения по графику на рис. 5-12 или формуле (5-44) значения $d_в$ по необходимому подъему частотной характеристики на высшей частоте $Y_в=\frac{1}{M_в}$, после чего, найдя по выражениям (5-3) и (5-4) величину $R_{э.в}$, рассчитывают индуктивность корректирующего дросселя и емкость подстроечного конденсатора:

$$L_с=\frac{R_{э\,в}}{6,28 f_в d_в}\sqrt{1-0,5d_в^2};$$

$$C_п=\frac{d_в^2 L_с}{R_{э\,в}^2}-(C_{вх.д.\,сл}+C_{м.с}), \qquad (5\text{-}69)$$

где $C_{м.с}$ — емкость монтажа цепи управляющей сетки следующего каскада.

Для коррекции этого типа предпочтительнее применение в корректируемом каскаде триода, так как при экранированной лампе значение $L_с$ получается очень большим и трудно осуществимым на практике.

Последовательная высокочастотная коррекция пригодна и для транзисторных каскадов, включенных с общим эмиттером. У таких каскадов входное сопротивление в области верхних частот име-

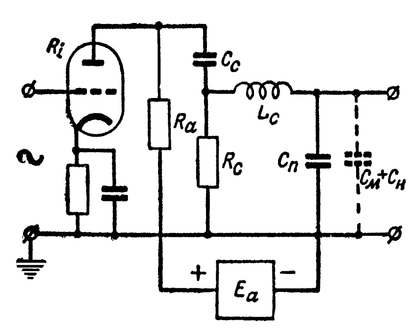


Рис. 5-24. Схема последовательной высокочастотной коррекции в каскаде с электронной лампой.

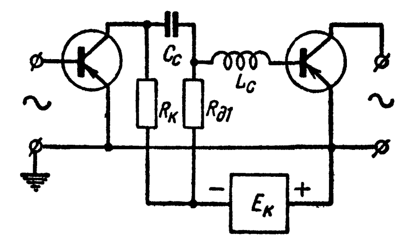


Рис. 5-25. Последовательная высокочастотная коррекция в транзисторном каскаде.

ет значительную емкостную составляющую, с которой включенная последовательно индуктивность (рис. 5-25) образует последовательный резонансный контур, дей-

ствующий так же, как и в каскаде с электронной лампой. Подбором индуктивности корректирующего дросселя L_c здесь удается значительно расширить полосу пропускания каскада в сторону высоких частот и уменьшить его время установления.

Пример 5-15. Рассчитаем последовательную высокочастотную коррекцию для каскада с триодом типа 6С1П, описанного в примере 5-1. Подъем частотной характеристики на высшей рабочей частоте 7 000 *гц* требуется получить на 10 *дб* ($Y_в=3,16$).

По графику на рис 5-12 или формуле (5-44) найдем, что для этого необходимо значение $d_в=0,32$. Положив емкость монтажа цепи сетки $C_{м.с}=4$ *пф*, найдем индуктивность корректирующего дросселя и емкость подстроечного конденсатора, взяв из примера 5-1 значения $R_{э.в}=13\,500$ *ом* и $C_{вх.д.сл}=25$ *пф*:

$$L_c=\frac{13\,500}{6,28\cdot 7\,000\cdot 0,32}\sqrt{1-0,5\cdot 0,32^2}=0,93 \text{ гн};$$

$$C_п=\frac{0,32^2\cdot 0,93}{13\,500^2}-(25+4)=493 \text{ пф}.$$

Дроссель с такой индуктивностью можно сделать на горшкообразном ферритовом сердечнике небольшого размера (СБ-1 или СБ-2). Омическое сопротивление дросселя и потери в его сердечнике могут заметно снизить подъем характеристики по сравнению с расчетным. Для предотвращения этого при расчете коррекции обычно задаются подъемом характеристики в 1,2—1,5 раза больше необходимого, а при испытании каскада снижают излишний подъем включением параллельно $C_п$ активного сопротивления в несколько десятков или сотен килоом, величину которого подбирают до получения заданного подъема. Если частота максимального подъема получается не равной расчетной (например, из-за неточного значения индуктивности корректирующего дросселя), ее нетрудно подогнать к расчетной изменением емкости подстроечного конденсатора.

Сложная высокочастотная коррекция

Нередко выигрыш в усилении, даваемый параллельной высокочастотной коррекцией, оказывается недостаточным, и каскад дает слишком малое усиление или лампу для каскада приходится брать слишком мощную. В этих случаях для увеличения выигрыша, даваемого коррекцией, применяют сложные схемы высокочастотной коррекции.

Наиболее распространенной из схем такого типа является схема параллельно-последовательной высокочастотной коррекции, называемая обычно *схемой сложной высокочастотной коррекции* (рис. 5-26). Она содержит две корректирующие индуктивности L_1 и L_2 и дополнительное сопротивление R_1; индуктивность L_1 делит нагру-

жающую каскад емкость C_0 на емкости C_1 и C_2, образующие с указанными индуктивностями резонансную систему. Эта система сильнее поднимает высшую рабочую частоту каскада, чем простой резонансный контур схемы параллельной высокочастотной коррекции.

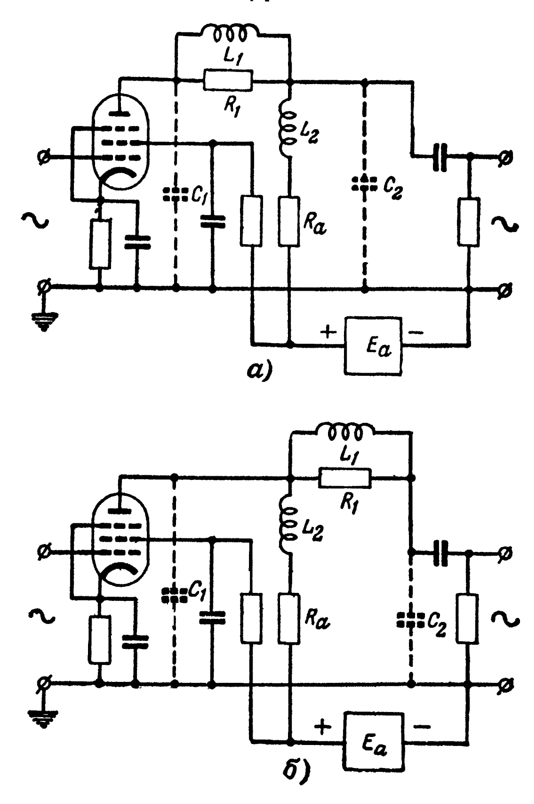


Рис. 5-26. Два варианта схемы сложной высокочастотной коррекции.

Однако ввиду сложности корректирующей цепи и громоздкости выражений, описывающих характеристики схемы, расчет сложной высокочастотной коррекции оказывается возможным для каскадов усиления гармонических сигналов лишь при частотной характеристике без подъема на верхних частотах. Сложную высокочастотную коррекцию в каскадах усиления импульсных сигналов обычно рассчитывают для критического выброса.

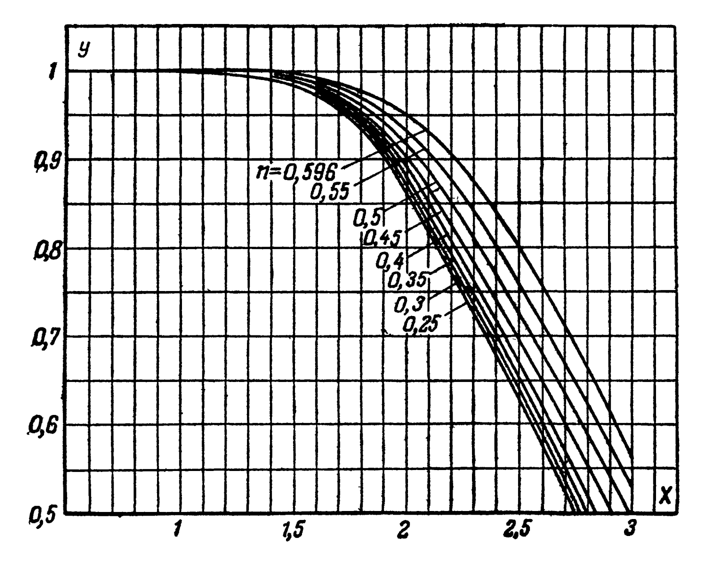


Рис. 5-27. Семейство нормированных частотных характеристик схем сложной высокочастотной коррекции, изображенных на рис. 5-26.

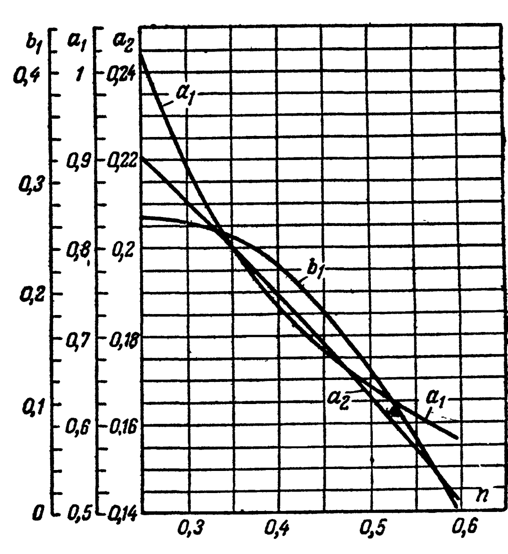


Рис. 5-28. Графики для определении расчетных коэффициентов схемы на рис. 5-26 для каскада усиления гармонических сигналов.

Расчет каскадов усиления гармонических сигналов с сложной высокочастотной коррекцией без подъема на верхних частотах производят по семейству нормированных частотных характеристик такой схемы, приведенному на рис. 5-27, и графикам на рис. 5-28, а расчет каскадов уси-

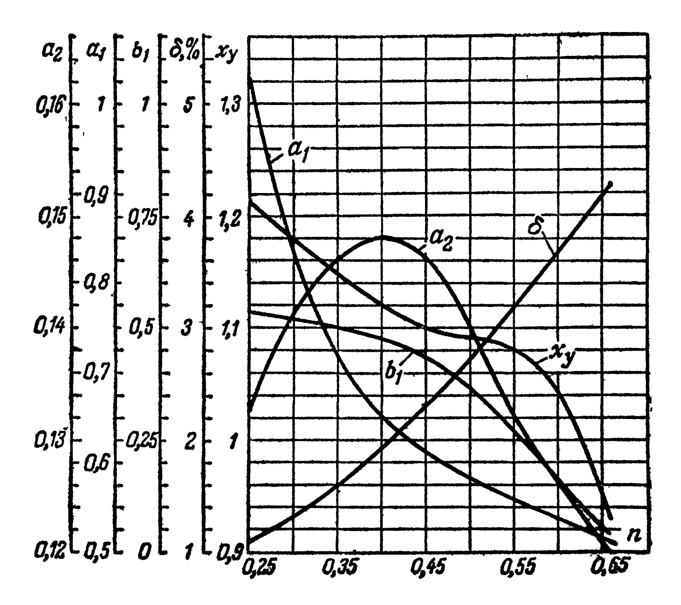


Рис. 5-29. Графики для определения расчетных коэффициентов схемы на рис. 5-26 для каскада усиления импульсных сигналов.

ления импульсных сигналов с критическим выбросом — по графикам рис. 5-29. На этих рисунках приняты следующие обозначения:

$$C_0 = C_1 + C_2;\ C_1 = C_{\text{вых}} + C_{\text{м}1};\ C_2 = C_{\text{вх.д. сл}} + C_{\text{м}2};$$

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_1}{C_0}; \qquad (5\text{-}70)$$

$$a_1 = \frac{L_1}{C_0 R_{\text{а}}^2};\ a_2 = \frac{L_2}{C_0 R_{\text{а}}^2};\ b_1 = \frac{R_{\text{а}}}{R_1};$$

$$X = 6{,}28 f C_0 R_{\text{а}};\ x_{\text{у}} = \frac{t_{\text{у}}}{C_0 R_{\text{а}}}, \qquad (5\text{-}71)$$

где C_0 — полная емкость, нагружающая каскад;

$C_{вых}$ — выходная емкость лампы рассчитываемого каскада;

$C_{вх.д.\,сл}$ — входная динамическая емкость следующего каскада или емкость нагрузки;

$C_{м1}$ и $C_{м2}$ — частичные емкости монтажа, равные для пальчиковых ламп и малогабаритных деталей 3—3,5 *пф*, а для обычных ламп и деталей 6—7 *пф* каждая;

a_1, a_2, b_1 — коэффициенты коррекции;

$x_у$ — нормированное время установления.

Графики на рис. 5-27—5-29 относятся к схеме на рис. 5-26,*а*; для схемы на рис. 5-26,*б* эти графики справедливы при условии, что вместо n берут $1 - n$.

Из рис. 5-27—5-29 видно, что схема на рис. 5-26,*а* имеет наилучшую частотную характеристику при $n=0{,}596$ и наименьшее время установления при $n=0{,}656$; следовательно, схема на рис. 5-26,*б* имеет наилучшую частотную характеристику при $n=0{,}404$ и наименьшее время установления при $n=0{,}344$.

Для получения от схем на рис. 5-26 наилучших результатов необходимо при различных значениях n брать определенную схему, иногда добавляя к C_1 или C_2 небольшую емкость, доводящую n до наивыгоднейшего значения.

Рекомендации по выбору схемы и подключению дополнительных емкостей при различных значениях n для каскадов усиления как гармонических, так и импульсных сигналов даны в табл. 5-4. Критический выброс для схем на рис. 5-26 зависит от величины n и при изменении n от 0,25 до 0,656 изменяется от 1,1% до 4,3%.

Схемы на рис. 5-26 обычно дают в 1,2—1,8 раза большее усиление при той же высшей рабочей частоте или том же времени установления, чем схема простой высокочастотной коррекции. Однако они имеют по меньшей мере две дополнительные детали, сложнее в наладке и сильнее изменяют свои свойства при замене ламп и других деталей. Поэтому их применяют лишь в особо важных случаях — обычно в оконечных каскадах широкополосных усилителей гармонических или импульсных сигналов с большой амплитудой выходного напряжения, когда схема простой коррекции требует применения очень мощной лампы.

Таблица 5-4

Рекомендации по выбору схемы сложной коррекции при различных значениях *n*

Значение *n*	Вариант, дающий наилучшие результаты
	Каскады усиления гармонических сигналов
0,75—0,69.	Схема на рис. 5-26,*б* без дополнительных емкостей
0,69—0,596	Схема на рис. 5-26,*а* с подключением емкости к C_2, доводящей *n* до 0,596
0,596—0,5	Схема на рис. 5-26,*а* без дополнительных емкостей
0,5—0,404	Схема на рис. 5-26,*б* без дополнительных емкостей
0,404—0,31	Схема на рис. 5-26,*б* с подключением емкости к C_1, доводящей *n* до 0,404
0,31—0,25	Схема на рис. 5-26,*а* без дополнительных емкостей
	Каскады усиления импульсных сигналов
0,75—0,656	Схема на рис. 5-26,*а* с подключением емкости к C_2, доводящей *n* до 0,656
0,656—0,5	Схема на рис. 5-26,*а* без дополнительных емкостей
0,5—0,344	Схема на рис. 5-26,*б* без дополнительных емкостей
0,344—0,25	Схема на рис. 5-26,*б* с подключением емкости к C_1, доводящей *n* до 0,344

Пример 5-17. Пересчитаем каскад усиления гармонических сигналов примера 5-13 на сложную коррекцию для иллюстрации получаемого при этом выигрыша. Считая частичные емкости монтажа $C_{м1}$ и $C_{м2}$ для малогабаритных ламп и деталей по 3 *пф*, получим:

$$C_1 = C_{вых} + C_{м1} = 2,5 + 3 = 5,5 \text{ пф};$$

$$C_2 = C_{вх.д.сл} + C_{м2} = 10 + 3 = 13 \text{ пф};$$

$$C_0 = C_1 + C_2 = 5,5 + 13 = 18,5 \text{ пф};$$

$$n = \frac{C_1}{C_0} = \frac{5,5}{18,5} \approx 0,3.$$

Из табл. 5-4 находим, что для этого случая нужно применить схему на рис. 5-26,*а* без дополнительных емкостей; по кривой для

$n=0,3$ (рис. 5-27) находим, что заданное значение $Y_в=0,89$ имеет место при $X_в=1,95$; отсюда

$$R_а=\frac{X_в}{6,28f_вC_0}=\frac{1,95}{6,28\cdot10^7\cdot18,5\cdot10^{-12}}=1\,680\ ом\approx1,6\ ком;$$

$$K_{ср}\approx SR_а=5,2\cdot10^{-3}\cdot1\,600=8,3,$$

что в 1,6 раза больше, чем при простой коррекции. По графикам на рис. 5-28, для $n=0,3$ находим $a_1=0,89$; $a_2=0,21$; $b_1=0,26$, откуда определяем L_1, L_2 и R_1:

$$L_1=a_1C_0R_а^2=0,89\cdot18,5\cdot10^{-12}\cdot1\,600^2=4,21\cdot10^{-5}\ гн;$$

$$L_2=a_2C_0R_а^2=0,21\cdot18,5\cdot10^{-12}\cdot1\,600^2=1\cdot10^{-5}\ гн;$$

$$R_1=\frac{R_а}{b_1}=\frac{1\,600}{0,26}\approx6\,150\ ом\approx6,2\ ком.$$

Дальнейший расчет не отличается от расчета каскада с простой коррекцией, поэтому его не продолжаем.

Пример 5-18. Пересчитаем каскад усиления импульсных сигналов примера 5-14 на сложную высокочастотную коррекцию. Считая частичные емкости монтажа как и в предыдущем примере по 3 *пф*, получим:

$$C_1=C_{вых}+C_{м1}=3,5+3=6,5\ пф;$$

$$C_2=C_{вх.д.сл}+C_{м2}=7,5+3=10,5\ пф;$$

$$C_0=C_1+C_2=6,5+10,5=17\ пф;\quad n=\frac{C_1}{C_0}=\frac{6,5}{17}=0,382.$$

Согласно табл. 5-4 для такого n следует применить схему на рис. 5-26,*б* без дополнительных емкостей; для нее $n=1-0,382=0,618$. Для этого значения n по графикам на рис. 5-29 найдем: $a_1=0,53$; $a_2=0,124$; $b_1=0,125$; $\delta=\delta_{кр}=3,8\%$; $x_у=1,02$.

Отсюда

$$R_а=\frac{t_у}{x_уC_0}=\frac{2\cdot10^{-8}}{1,02\cdot17\cdot10^{-12}}=1\,155\ ом\approx1,1\ ком;$$

$$K_{ср}\approx SR_а=17,5\cdot10^{-3}\cdot1\,100=19,2;$$

$$L_1=a_1C_0R_а^2=0,53\cdot17\cdot10^{-12}\cdot1\,100^2=1,09\cdot10^{-5}\ гн;$$

$$L_2=a_2C_0R_а^2=0,124\cdot17\cdot10^{-12}\cdot1\,100^2=2,55\cdot10^{-6}\ гн;$$

$$R_1=\frac{R_а}{b_1}=\frac{1\,100}{0,125}=8\,800\ ом.$$

Таким образом, схема сложной коррекции позволила увеличить коэффициент усиления каскада по сравнению со схемой простой коррекции в $\frac{19,2}{15,9}=1,21$ раза, но при этом выброс фронта возрос с 1% до 3,8%. Дальнейший расчет производится так же, как и расчет каскада с простой коррекцией.

Каскад с бегущей волной

При высшей рабочей частоте порядка 100 *Мгц* и выше даже лучшие современные широкополосные лампы в каскадах с коррекцией рассмотренных видов уже не дают или почти не дают усиления. Кроме того, при таких частотах получение выходных напряжений в несколько десятков вольт и даже в несколько вольт становится затруднительным, так как для этого требуются лампы с анодным током

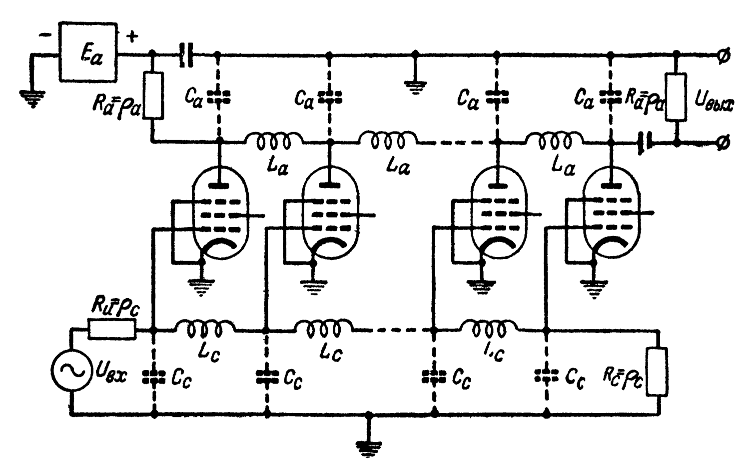


Рис. 5-30. Упрощенная принципиальная схема каскада с бегущей волной

в сотни миллиампер, потребляющие очень большую мощность питания. Параллельное включение нескольких маломощных ламп почти не дает пользы, так как при этом наряду с увеличением крутизны S также растет и емкость C_0.

Широкополосное усиление с высшей рабочей частотой порядка 100 *Мгц* и выше позволяет осуществить лишь каскад с бегущей волной, называемый также каскадом распределенного усиления, принцип устройства и действия которого поясняется на рис. 5-30.

В таком каскаде используется несколько одинаковых ламп, аноды и управляющие сетки которых разделены индуктивностями $L_а$ и $L_с$, образующими с междуэлектродными и монтажными емкостями анодной и сеточной цепей $C_а$ и $C_с$ звенья двух искусственных линий. К началу сеточной линии присоединяется источник сигнала, а к началу анодной — активное сопротивление $R_а$, равное сопротивлению

нагрузки каскада. Для создания в сеточной и анодной линиях режима бегущей волны волновое сопротивление сеточной линии ρ_c делают равным сопротивлению источника сигнала $R_и$, а волновое сопротивление анодной линии ρ_a — равным сопротивлению нагрузки R_a. Для предотвращения отражения сигнала от концов сеточной и анодной линий их нагружают соответственно активными сопротивлениями $R_c = \rho_c$ и $R_a = \rho_a$. Для обеспечения одинаковой скорости распространения бегущей волны по сеточной и анодной линиям произведение $L_a C_a$ должно быть равно $L_c C_c$.

Работает такой усилительный каскад следующим образом. Если напряжение на входе сеточной линии изменить скачком на величину $u_{вх}$, то этот скачок начнет распространяться вправо по сеточной линии. В момент подачи скачка на вход сеточной линии анодный ток первой лампы изменится на величину $Su_{вх}$, а напряжение на ее аноде — на $Su_{вх}\frac{R_a}{2}$, так как входное сопротивление нагруженной с обеих сторон анодной линии равно $\frac{R_a}{2}$. Полученный в анодной цепи первой лампы скачок напряжения будет распространяться по анодной линии в обе стороны. Распространяющийся влево скачок поглотится левым сопротивлением R_a без отражения, так как $\rho_a = R_a$. Распространяющийся вправо скачок достигнет анода второй лампы точно в момент, когда к ее сетке придет скачок, распространяющийся по сеточной линии, так как скорости распространения сигнала по обеим линиям одинаковы. Вторая лампа при этом также создаст на анодной линии скачок напряжения $Su_{вх}\frac{R_a}{2}$, который, сложившись со скачком от первой лампы, образует на аноде второй лампы суммарное напряжение сигнала, равное $2\left(Su_{вх}\frac{R_a}{2}\right)$. Это напряжение, распространяясь далее вправо, складывается с напряжением, создаваемым следующими лампами, и образует на правом сопротивлении R_a, т. е. на выходе каскада, напряжение сигнала, равное $nSu_{вх}\frac{R_a}{2}$, где n — число ламп в каскаде.

В результате каскад с бегущей волной оказывается эквивалентным обычному усилительному каскаду с лампой, имеющей отношение SkC_0 в n раз больше, чем у применен-

ных ламп, так как их крутизна суммируется, а емкости не складываются. Это позволяет, как указывалось, довести верхнюю границу усиливаемых каскадом частот до нескольких сотен мегагерц при современных широкополосных лампах. Вследствие сложения токов сигнала отдельных ламп в анодной линии каскад с бегущей волной позволяет сильно увеличить амплитуду выходного напряжения, что также является очень важным.

Количество ламп, применяемых в каскаде с бегущей волной, может достигать 6—10 и зависит от предъявленных к каскаду требований. Настройка такого каскада очень сложна, его частотная характеристика в области высоких частот обычно имеет неравномерность, достигающую нескольких децибел, а переходная характеристика в области малых времен — значительный выброс (до десятков процентов). Такие каскады склонны к самовозбуждению из-за присутствия в них нескольких ламп с высокой крутизной характеристики.

Передача усиленного сигнала от одного каскада с бегущей волной к другому через разделительный конденсатор возможна лишь при равенстве волновых сопротивлений анодной линии предыдущего каскада и сеточной линии последующего. При отсутствии этого равенства между каскадами включают согласующие трансформаторы.

Из-за большого потребления питающей энергии, громоздкости, дороговизны и сложности наладки каскады с бегущей волной применяются лишь в тех случаях, когда обычные усилительные каскады оказываются непригодными.

Пример 5-19. Рассчитаем основные данные каскада с бегущей волной, имеющего высшую рабочую частоту $f_в = 200$ *Мгц* и собранного по схеме на рис. 5-30 на шести пентодах типа 6Ж1П, работающих в нормальном режиме при $S = 5{,}2$ *ма/в*. Расчет каскада с бегущей волной производится при помощи известных соотношений теории электрических фильтров. Считая высшую рабочую частоту каскада равной граничной частоте пропускания Г-образных звеньев анодной и сеточной линий схемы на рис. 5-30, получим:

$$R = \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}; \; L = \frac{0{,}101}{f_в^2 C}. \tag{5-72}$$

Считая емкость монтажа на один электрод равной 3 *пф*, при входной емкости 6Ж1П 4,5 *пф* и ее выходной емкости 2,5 *пф* получим следующие значения емкостей звеньев анодной и сеточной линий:

$$C_а = C_{вых} + C_м = 2{,}5 + 3 = 5{,}5 \text{ пф};$$

$$C_с = C_{вх} + C_м \; 7{,}5 \text{ пф}.$$

Отсюда необходимые значения $L_а$, $L_с$, $R_с$ и $R_а$ составят:

$$L_с = \frac{0,101}{f_в^2 C_с} = \frac{0,101}{(2\cdot 10^8)^2\, 7,5\cdot 10^{-12}} = 0,34\cdot 10^{-6}\ \textit{гн};$$

$$L_а = \frac{0,101}{f_в^2 C_а} = \frac{0,101}{(2\cdot 10^8)^2\, 5,5\cdot 10^{-12}} = 0,46\cdot 10^{-6}\ \textit{гн};$$

$$R_с = \sqrt{\frac{L_с}{C_с}} = \sqrt{\frac{0,34\cdot 10^{-6}}{7,5\cdot 10^{-12}}} = 212\ \textit{ом};$$

$$R_а = \sqrt{\frac{L_а}{C_а}} = \sqrt{\frac{0,46\cdot 10^{-6}}{5,5\cdot 10^{-12}}} = 290\ \textit{ом}.$$

При шести лампах в каскаде коэффициент усиления на средних частотах получится:

$$K_{ср} = 0,5nSR_а = 0,5\cdot 6\cdot 5,2\cdot 10^{-3}\cdot 290 \approx 4,5.$$

Глава шестая

КАСКАДЫ МОЩНОГО УСИЛЕНИЯ

6-1. ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

Как указывалось выше, назначением каскада мощного усиления является отдача в нагрузку определенной мощности сигнала. Эта мощность должна отдаваться каскадом при наименьшем возможном потреблении мощности от источников питания, допустимых нелинейных искажениях и допустимых частотных или переходных искажениях.

Поэтому выбор усилительного элемента для каскада мощного усиления, выбор способа его включения, режима работы, положения точки покоя на характеристике, сопротивления нагрузки выходной цепи, смещения на управляющем электроде и т. п. производят, исходя из заданной выходной мощности при наименьшем потреблении питающей энергии и допустимых нелинейных искажениях. Допустимый же уровень частотных или переходных искажений обеспечивают соответствующим расчетом схемы связи усилительного элемента с нагрузкой или следующим каскадом точно так же, как это делается при расчете каскада предварительного усиления; и при выборе и при расчете режима каскада мощного усиления во внимание не принимают.

При такой методике расчета коэффициент усиления каскада обычно получается много меньше того, который можно получить от примененного усилительного элемента в каскаде предварительного усиления. Однако с этим обычно приходится мириться, так как для каскада мощного усиления коэффициент усиления напряжения, тока или мощности является второстепенным показателем.

Сопротивление внешней нагрузки каскада мощного усиления обычно отличается от необходимого сопротивления нагрузки усилительного элемента; поэтому для создания усилительному элементу наивыгоднейших условий работы его обычно связывают с внешней нагрузкой выходным трансформатором с определенным коэффициентом трансформации.

Ввиду того что на вход каскада мощного усиления подается большая амплитуда сигнала, захватывающая всю область характеристик усилительного элемента, которую можно использовать, параметры усилительного элемента в течение периода сигнала изменяются очень сильно. Поэтому расчет отдаваемой каскадом мощности, коэффициента усиления, коэффициента гармоник здесь производят графическим способом по характеристикам усилительного элемента, так как при аналитическом расчете этих величин ошибка может быть очень велика.

В каскадах мощного усиления применяют как режим А, так и режим В. Усилительные элементы здесь можно использовать любые: триоды, экранированные лампы, транзисторы.

На практике встречаются каскады мощного усиления с выходной мощностью от милливатт до сотен киловатт. При очень малой мощности—до десятых долей ватта в каскадах мощного усиления применяют или маломощные электронные лампы (триоды, экранированные лампы) приемно-усилительной серии, или маломощные транзисторы. При средней мощности (ватты и десятки ватт) здесь используют специальные выходные лампы приемно-усилительной серии (триоды, лучевые тетроды, пентоды) или мощные транзисторы. При большой выходной мощности (киловатты и выше) в каскадах мощного усиления применяют мощные генераторные и модуляторные лампы.

Электронные лампы в каскаде мощного усиления обычно включают с общим катодом, так как при этом на вход каскада не требуется большой амплитуды сигнала, как при включении с общим анодом, и не нагружается предыду-

щий каскад, как это имеет место при включении с общей сеткой. Транзисторы в каскаде мощного усиления включают обычно по схеме с общим эмиттером или общей базой; включение с общим коллектором здесь применяют реже.

Способ расчета каскада мощного усиления зависит как от режима работы каскада, так и от того, какой усилительный элемент в нем использован — триод, экранированная лампа или транзистор. Перейдем к рассмотрению способов расчета каскадов мощного усиления в различных режимах и с различными усилительными элементами.

6-2. РАСЧЕТ КАСКАДА В РЕЖИМЕ А

Основные соотношения

Так как в режиме А точка покоя располагается на середине прямолинейной части динамической характеристики, форма выходного тока, а следовательно, и выходного напряжения при синусоидальном входном сигнале будет близка к синусоидальной (рис. 6-1). При этом среднее значение выходного тока усилительного элемента $I_{ср}$, равное среднему значению тока, потребляемого от источника питания, можно считать равным току покоя усилительного элемента I_0:

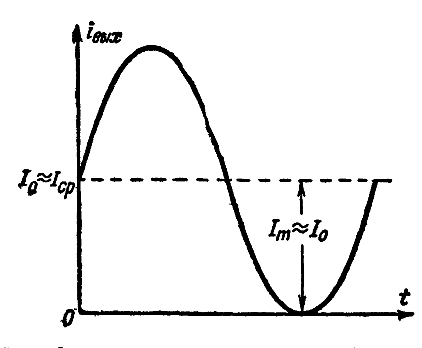


Рис. 6-1. Форма тока в выходной цепи усилительного элемента каскада мощного усиления, работающего в режиме А, при синусоидальном входном сигнале.

$$I_{ср} \approx I_0, \qquad (6\text{-}1)$$

отдаваемую в нагрузку мощность сигнала $P_\sim$ считать равной половине произведения амплитуды переменной составляющей выходного напряжения U_m на амплитуду переменной составляющей выходного тока I_m:

$$P_\sim \approx 0{,}5 U_m I_m \qquad (6\text{-}2)$$

и потребляемую от источника питания выходной цепи мощность P_0 — равной произведению тока покоя на напряжение источника питания E_0, мало отличающееся от постоян-

ной составляющей напряжения на выходном электроде усилительного элемента U_0 ввиду малого падения постоянной составляющей напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки выходного трансформатора:

$$P_0 = I_{ср} E_0 \approx I_0 U_0. \qquad (6\text{-}3)$$

Коэффициентом полезного действия каскада мощного усиления η называют отношение отдаваемой им мощности сигнала $P_{\sim}$ к мощности P_0, потребляемой от источника питания выходной цепи. При полном использовании тока покоя усилительного элемента, как видно из рис. 6-1, в рассматриваемом режиме $I_m \approx I_0$; учитывая это и подставив в выражение для к. п. д. значения $P_{\sim}$ и P_0 из выражений (6-2) и (6-3), получим, что к. п. д. каскада мощного усиления в режиме А при полном использовании усилительного элемента равен:

$$\eta_A = \frac{P_{\sim}}{P_0} \approx 0,5 \frac{U_m}{U_0} = 0,5\xi, \qquad (6\text{-}4)$$

где ξ — коэффициент использования питающего напряжения, равный отношению амплитуды переменной составляющей выходного напряжения к его постоянной составляющей.

Выделяемая на выходном электроде усилительного элемента мощность P равна разности мощности P_0, потребляемой от источника питания выходной цепи, и мощности сигнала $P_{\sim}$, отдаваемой усилительным элементом:

$$P = P_0 - P_{\sim}. \qquad (6\text{-}5)$$

Так как в режиме А, как видно из уравнения (6-3), мощность P_0 не зависит от амплитуды сигнала, то *в режиме А наибольшая мощность выделяется на выходном электроде усилительного элемента при отсутствии сигнала,* так как при этом $P_{\sim}$ обращается в нуль.

Поэтому ток покоя выходной цепи I_0 в режиме А выбирают так, чтобы произведение $I_0 U_0$ не превосходило допустимой мощности рассеяния на выходном электроде примененного усилительного элемента $P_{доп}$:

$$I_0 U_0 \leqslant P_{доп}; \quad I_0 \leqslant \frac{P_{доп}}{U_0}. \qquad (6\text{-}6)$$

Ввиду того что некоторая часть мощности сигнала, отдаваемой усилительным элементом, теряется в выходном трансформаторе, мощность сигнала $P_{\sim}$, которую должен отдавать усилительный элемент (или усилительные элементы, если их несколько), определяется через необходимую мощность в нагрузке P_2 и к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{тр}$ следующим выражением:

$$P_{\sim}=\frac{P_2}{\eta_{тр}}. \qquad (6\text{-}7)$$

Расчет двухтактного каскада в режиме А производят так же, как и расчет однотактного, но при расчете учитывают, что два плеча каскада отдают удвоенную мощность сигнала в нагрузку, а также потребляют от источника питания удвоенные ток и мощность. Кроме того, при расчете коэффициента гармоник двухтактного каскада, работающего в режиме А, необходимо учитывать компенсацию в нем четных гармоник. Поэтому расчет коэффициента гармоник двухтактного каскада производят по формуле

$$k_г \approx \frac{\sqrt{(bI_{2m})^2+I_{3m}^2+(bI_{4m})^2}}{I_{1m}}, \qquad (6\text{-}8)$$

где b — коэффициент асимметрии усилительных элементов, использованных в плечах двухтактного каскада.

В каскадах с электронными лампами, если лампы в плечах не подбираются специально и анодные токи плеч не подравниваются регулировкой отрицательного смещения на одном плече, что имеет место в каскадах с мощностью до нескольких десятков ватт, не снабжаемых контрольно-измерительными приборами, значение b обычно не превосходит 0,2. В ламповых каскадах с мощностью в сотни ватт и выше, имеющих контроль среднего значения анодных токов плеч и регулировку смещения управляющей сетки у одного плеча, которой можно подравнять средние значения токов плеч, значение b можно считать равным 0,05—0,07.

В транзисторных каскадах значение b зависит как от способа включения транзистора, так и от отношения его входного сопротивления к сопротивлению источника сигнала. При включении с общей базой и сопротивлении источника сигнала во много раз выше входного сопротивления транзистора и неподобранных транзисторах в плечах каскада коэффициент b обычно не превышает 0,05—0,07; при малом сопротивлении источника сигнала и сохранении

остальных условий b может возрасти до 0,2—0,3. При включении с общим эмиттером вследствие очень большого разброса статического коэффициента усиления тока $\beta \approx \frac{\alpha}{1-\alpha}$ транзисторы в плечах двухтактного каскада следует подбирать по β; при разнице плеч по β не более чем в 1,5 раза значение коэффициента b обычно не превышает 0,20—0,25.

Расчет каскада с триодом

Достоинствами каскада мощного усиления с триодом являются: меньший коэффициент гармоник, чем у каскада с экранированной лампой (в особенности в двухтактном каскаде); преобладание в коэффициенте гармоник второй гармоники, менее отражающейся на качестве передачи, чем третья, преобладающая у экранированной лампы; сохранение хороших показателей при сбросе нагрузки (т. е. при увеличении сопротивления нагрузки каскада во много раз по сравнению с номинальным значением).

К его недостаткам можно отнести низкий к. п. д., обычно лежащий в пределах 0,15—0,25 при максимальном расчетном сигнале и резко снижающийся при уменьшении сигнала, а также необходимость подачи на вход каскада напряжения сигнала, в 3—5 раз большего, чем при экранированной лампе и той же выходной мощности.

Поэтому триоды в каскадах мощного усиления целесообразно применять только при небольшой выходной мощности (не выше нескольких ватт), да и то лишь в случаях, когда необходим малый коэффициент гармоник, а применение отрицательной обратной связи почему-либо невозможно или нежелательно.

Теоретический анализ показывает, что для получения от каскада мощного усиления с триодом наибольшей выходной мощности при заданном напряжении источника анодного питания, возможно более высокого к. п. д. и малого коэффициента гармоник *в каскаде мощного усиления следует применять триоды с возможно большей статической крутизной характеристики S и невысоким статическим коэффициентом усиления* μ (от 3 до 10).

Наибольшую мощность в нагрузку при заданном напряжении источника анодного питания триод отдает при сопротивлении нагрузки анодной цепи переменному току $R_{а\sim}$, в 2 раза превышающем внутреннее сопротивление триода R_i; при изменении сопротивления нагрузки в обе стороны

от этого значения отдаваемая мощность падает, как показано на рис. 6-2 (кривая $P_{\sim}$). Коэффициент же полезного действия каскада η при увеличении сопротивления нагрузки растет, теоретически стремясь к 0,5 при полном использовании лампы и безграничном возрастании $R_{a\sim}$ (рис. 6-2, кривая η). Коэффициент гармоник каскада при неизменной амплитуде входного сигнала быстро падает с увеличением $R_{a\sim}$ (кривая $k_г$ на рис. 6-2).

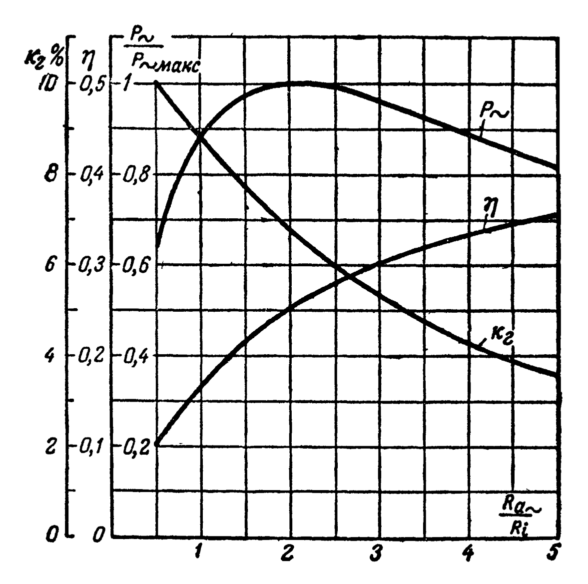


Рис. 6-2. Зависимость отдаваемой мощности, к. п. д. и коэффициента гармоник от отношения $R_{a\sim}/R_i$ для каскада мощного усиления с триодом в режиме А.

Отсюда следует, что *сопротивление нагрузки анодной цепи $R_{a\sim}$ в каскаде мощного усиления с триодом в режиме А следует брать в пределах от $2R_i$ до $4R_i$*. При $R_{a\sim} = 2R_i$ отдаваемая каскадом мощность максимальна, но коэффициент гармоник довольно велик и низок к. п. д. каскада; при $R_{a\sim} = 4R_i$ отдаваемая мощность падает немного (на 10—15%), но значительно растет к. п. д. и снижается коэффициент гармоник.

Расчет каскада мощного усиления с триодом начинают с выбора лампы, подходящей по отдаваемой мощности.

Если в справочных данных лампы отдаваемая ею в режиме А мощность не указана, можно ориентировочно подобрать лампу по допустимой мощности рассеяния на аноде $P_{а.доп}$, найдя последнюю по приближенной формуле

$$P_{а.доп} \approx (3{,}5 \div 6)\, P_{\sim}. \qquad (6\text{-}9)$$

Выбрав лампу, задаются напряжением на ее аноде $U_{а0}$ порядка 0,7—0,8 максимально допустимого значения для взятой лампы и рассчитывают допустимый ток покоя цепи анода:

$$I_{а0} = \frac{(0{,}8 \div 0{,}9)\, P_{а\,доп}}{U_{а0}}, \qquad (6\text{-}10)$$

беря коэффициент 0,8—0,9 при $P_{а.доп}$ для того, чтобы при колебаниях напряжения питания и разбросе параметров ламп рассеиваемая на аноде мощность не могла превзойти допустимое значение.

Нанеся найденную точку покоя на семействе статических выходных характеристик лампы, определяют соответствующее этой точке отрицательное смещение на сетке $U_{с0}$; амплитуду сигнала на сетке обычно берут равной отрицательному смещению. Найдя внутреннее сопротивление лампы R_i в точке покоя графическим способом или взяв его из справочника, определяют необходимое сопротивление нагрузки анодной цепи для переменного тока:

$$R_{а\sim} = (2 \div 4)\, R_i. \qquad (6\text{-}11)$$

После этого через точку покоя проводят нагрузочную прямую, соответствующую найденному $R_{а\sim}$, и отмечают на ней крайние положения рабочей точки, соответствующие $u_с = U_{с0} + U_{сm} = 0$ и $u_с = U_{с0} - U_{сm} = 2U_{с0}$, значения анодного тока в которых будут равны $I_{макс}$ и $I_{мин}$.

При правильно выбранном режиме значение $I_{мин}$ в однотактном каскаде должно быть порядка 0,1—0,15 $I_{а0}$; при меньшем токе $I_{мин}$ сильно возрастают нелинейные искажения, а при большем — снижается отдаваемая мощность и падает к. п. д. Для изменения $I_{мин}$ достаточно изменить $U_{а0}$ или $R_{а\sim}$.

Отдаваемую лампой мощность $P_{\sim}$ с достаточной для практики точностью можно определить графически из выражения

$$P_{\sim} \approx 0{,}125\,(2I_{аm}\, 2U_{аm}) = 0{,}125 R_{а\sim} (I_{макс} - I_{мин})^2. \qquad (6\text{-}12)$$

Если мощность достаточна, на нагрузочной прямой отмечают точки $u_{c1} = U_{c0} + 0{,}5U_{cm}$ и $u_{c2} = U_{c0} - 0{,}5U_{cm}$, отсчитывают соответствующие этим точкам значения I_1 и I_2, после чего по формулам (4-3) находят I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}, I_{4m}, $I_{ср}$ и рассчитывают коэффициент гармоник каскада при однотактной схеме по формуле (2-18), а при двухтактной — по формуле (6-8).

В двухтактном каскаде с триодами значение $I_{мин}$ вследствие компенсации четных гармоник можно брать порядка 0,05—0,07 I_{a0}, что увеличивает отдаваемую каскадом мощность и его к. п. д.

Пример 6-1. Рассчитаем однотактный каскад мощного усиления с триодом в режиме А, работающий через выходной трансформатор на электродинамический громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки $R_2 = 4$ *ом*. Каскад должен отдавать в громкоговоритель мощность сигнала $P_2 = 3$ *вт* при коэффициенте гармоник $k_г$ не выше 6%.

Согласно табл. 5-2 к. п. д. выходного трансформатора на мощность 3 *вт* целесообразно взять равным примерно 0,8; отсюда мощность, которую должен отдавать каскад, составит:

$$P_{\sim} = \frac{P_2}{\eta_{тр}} = \frac{3}{0{,}8} = 3{,}75 \ вт$$

Ориентировочное значение допустимой мощности рассеяния на аноде

$$P_{а.доп} = (3{,}5 \div 6)\, P_{\sim} = (3{,}5 \div 6)\, 3{,}75 = 13 \div 22{,}5 \ вт.$$

Из выпускаемых промышленностью триодов подходящим по мощности рассеяния на аноде является левый триод прямого накала типа 6С4С, имеющий $P_{а.доп} = 15$ *вт*, на котором и останавливаемся. Зададимся напряжением на аноде $U_{a0} = 275$ *в*, что много ниже максимально допустимого, равного для этой лампы 360 *в* и найдем ток покоя

$$I_{a0} = \frac{0{,}85 P_{а\ доп}}{U_{a0}} = \frac{0{,}85 \cdot 15}{275} \approx 0{,}046\ а = 46\ ма.$$

Отменив положение точки покоя на семействе статических выходных характеристик триода 6С4С (точка *0* на рис. 6-3), найдем, что она соответствует напряжению отрицательного смещения на сетке — 53 *в*; следовательно, максимальная амплитуда напряжения сигнала также может быть взята равной 53 *в*. При этом мгновенное значение напряжения на сетке будет изменяться в пределах от 0 *в* до —106 *в*. Определив внутреннее сопротивление триода в точке покоя, найдем, что оно составляет примерно 900 *ом* (указанное в справочных данных значение $R_i = 840$ *ом*, что мало отличается от найденного). Взяв $R_{a\sim} = 3R_i$, получим сопротивление анодной нагрузки триода:

$$R_{a\sim} = 3R_i = 3 \cdot 900 = 2\,700\ ом.$$

Проведя через точку покоя нагрузочную прямую, соответствующую $R_{a\sim} = 2\,700$ *ом* (прямая *1* на рис 6-3), увидим, что минимальное значение анодного тока, соответствующее $u_c = -106$ *в*, близко к нулю; это

не годится, так как коэффициент гармоник получится чрезмерно большим. Поэтому увеличиваем $R_{a\sim}$. для определения нужного его значения берем нормальную величину $I_{мин}$ порядка 0,125 I_{a0}, что составит примерно 6 *ма*, и найдем на статической характеристике триода для $u_c = -106$ *в* точку, где ток анода равен 6 *ма* (точка *А*). Проведя через

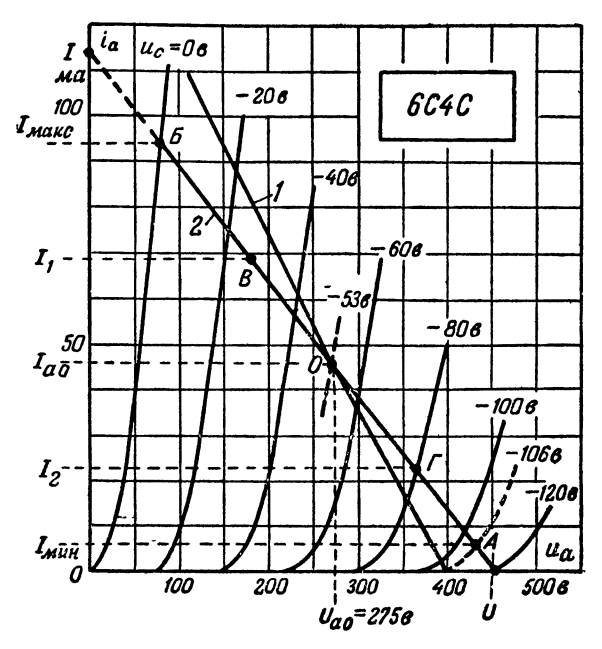


Рис. 6-3. К расчету каскада мощного усиления с триодом в режиме А.

точки *0* и *А* прямую (прямая *2*), увидим, что она отсекает на координатных осях отрезки *U* и *I*, равные 455 *в* и 114 *ма*; отсюда сопротивление нагрузки анодной цепи, которому соответствует новая нагрузочная прямая, равно:

$$R_{a\sim} = \frac{U}{I} = \frac{455}{0,114} \approx 4\,000 \text{ ом.}$$

Пересечение нагрузочной прямой с характеристикой для $u_c = 0$ (точка *Б*) дает значение $I_{макс}$, равное 94 *ма*; отсюда отдаваемая лампой мощность

$$P_\sim \approx 0,125 R_{a\sim} (I_{макс} - I_{мин})^2 = 0,125 \cdot 4\,000 (0,094 - 0,006)^2 = 3,87 \text{ вт,}$$

что достаточно.

Для определения коэффициента гармоник отметим на нагрузочной прямой точки, соответствующие половине положительной и половине отрицательной амплитуды сигнала, что со смещением —53 *в* даст —26,5

и 79,5 *в* (точки *В* и *Г*). Эти точки соответствуют токам I_1 и I_2 в 69 и 23 *ма*. Подставив найденные значения $I_{макс}$, I_1, I_{a0}, I_2, $I_{мин}$ в формулы (4-3) метода пяти ординат, найдем, что гармонические составляющие и среднее значение анодного тока в данном случае равны:

$$I_{1m} = 44{,}7 \text{ ма}; \; I_{2m} = 2 \text{ ма}; \; I_{3m} = -0{,}67 \text{ ма};$$

$$I_{4m} = 0{,}67 \text{ ма}; \; I_{ср} = 47{,}3 \text{ ма}.$$

Расчет коэффициента гармоник, произведенный по формуле (2-18), дает для этих данных значение $k_г$, равное 5%, что удовлетворяет поставленным условиям.

Необходимая величина сопротивления катодного смещения $R_к$ составит:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{ср}} = \frac{53}{47{,}3} \approx 1\,100 \text{ ом},$$

а выделяемая на нем мощность

$$P_{с.к} \approx I_{ср}^2 R_к \approx 0{,}0473^2 \cdot 1\,100 = 2{,}46 \text{ вт},$$

что нужно учесть при выборе типа сопротивления или намотке его из проволоки. Так как триод 6С4С прямого накала, сопротивление $R_к$ включают между минусовым проводом источника анодного питания и средней точкой накальной обмотки силового трансформатора.

Для того чтобы усиление каскада не упало от влияния $R_к$, последнее должно быть зашунтировано конденсатором $C_к$, расчет необходимой емкости которого дан на стр. 242.

Если активное сопротивление первичной обмотки трансформатора r_1 равно 320 *ом*, то необходимое напряжение источника анодного питания составит:

$$E_а = U_{a0} + I_{ср} r_1 + U_{c0} = 275 + 0{,}0473 \cdot 320 + 53 \approx 343 \text{ в}.$$

Коэффициент полезного действия анодной цепи с учетом потерь в трансформаторе и катодном смещении будет равен:

$$\eta = \frac{P_{\sim} \eta_{тр}}{I_{ср} E_а} = \frac{3{,}87 \cdot 0{,}8}{0{,}0473 \cdot 343} \approx 0{,}19,$$

с учетом же мощности накала триода, равной 6,3 *вт*, полный к. п. д. каскада окажется равным 13,8%.

Из приведенного примера видно, что триод в режиме А дает нелинейные искажения в основном по второй гармонике, а поэтому в двухтактной схеме коэффициент гармоник триода сильно уменьшается.

Расчет каскада с экранированной лампой

Достоинствами каскада мощного усиления с экранированной лампой являются более высокий к. п. д., чем у каскада с триодом, и меньшая амплитуда входного сигнала при равной выходной мощности. К его недостаткам относятся несколько больший коэффициент гармоник, состоя-

щий в основном из сильнее сказывающейся на качестве передачи третьей гармоники, и резкое ухудшение свойств каскада при изменении сопротивления нагрузки в любую сторону от оптимального.

Вследствие указанных достоинств в ламповых каскадах мощного усиления небольшой мощности, работающих в режиме А, почти всегда применяют экранированные лампы. При работе экранированной лампы на переменную нагрузку приходится принимать специальные меры, о которых сказано на стр. 230—231.

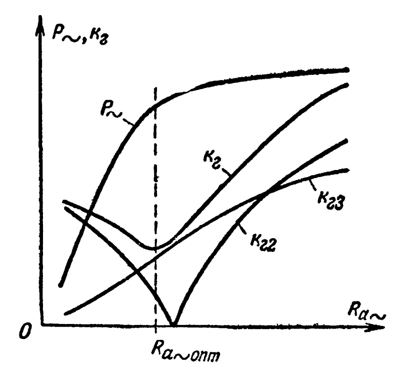


Рис. 6-4. Зависимость отдаваемой мощности и коэффициентов гармоник от $R_{а\sim}$ для каскада мощного усиления с экранированной лампой в режиме А.

Из-за своеобразной формы статических выходных характеристик экранированных ламп (пентодов и лучевых тетродов) при неизменных напряжениях питания и неизменной амплитуде сигнала на управляющей сетке отдаваемая мощность $P_{\sim}$ при увеличении $R_{а\sim}$ вначале быстро растет, а затем увеличивается очень медленно (рис. 6-4, кривая $P_{\sim}$).

При малом сопротивлении анодной нагрузки экранированная лампа дает нелинейные искажения в основном по второй гармонике, как и триод, но при увеличении $R_{а\sim}$ вторая гармоника уменьшается и, пройдя через нулевое значение, вновь возрастает (кривая $k_{г2}$). Третья же гармоника, даваемая экранированной лампой, непрерывно растет при увеличении $R_{а\sim}$ (кривая $k_{г3}$).

Отсутствие в выходном токе второй гармоники соответствует такому положению нагрузочной прямой, при котором длины отрезков *а* и *б* (рис. 4-5) равны. Так как в месте прохождения второй гармоники через нуль третья гармоника быстро нарастает, наименьшее значение коэффициента гармоник получается не при $R_{а\sim}$, соответствующем отсутствию второй гармоники, а при немного меньшем его значении (рис. 6-4, кривая $k_г$).

Значение $R_{а\sim}$, при котором коэффициент гармоник минимален ($R_{а\sim опт}$), является наивыгоднейшим для однотактного

каскада мощного усиления с экранированной лампой, так как при этом $R_{а\sim}$, отдаваемая мощность и к. п. д. близки к максимуму, а коэффициент гармоник минимален.

Отношение $R_{а\sim опт}$ к R_i вследствие высокого внутреннего сопротивления экранированной лампы получается много меньше единицы и обычно лежит в пределах 0,07--0,15.

Расчет каскада мощного усиления с экранированной лампой начинают с выбора лампы, подходящей по отдаваемой мощности. Если мощность, которую может отдать лампа, не указана в справочных данных, то берут лампу с допустимой мощностью рассеяния на аноде, равной:

$$P_{а.доп} = (2,5 \div 4)\, P_{\sim}, \qquad (6\text{-}13)$$

после чего по формуле (6-10) находят ток покоя $I_{а0}$, задавшись напряжением на аноде $U_{а0}$ порядка 0,7—0,8 от максимально допустимого для взятой лампы. Выбрав напряжение на экранирующей сетке в допустимых для лампы пределах, отмечают точку покоя на семействе статических выходных характеристик для выбранного $U_{э0}$; ее положение определит необходимое отрицательное смещение на управляющей сетке $U_{с0}$ и максимальную амплитуду сигнала на ней U_{cm}, которую обычно берут равной отрицательному смещению.

Нагрузочную прямую проводят через точку покоя с таким наклоном, чтобы ее отрезок *а*, соответствующий положительной полуволне сигнала, получился в 1,1—1,2 раза длиннее отрезка *б*, соответствующего отрицательной полуволне; при этом коэффициент гармоник каскада при максимальной расчетной амплитуде сигнала будет наименьшим. Если $I_{мин}$ при этом составляет 0,2—0,25 $I_{а0}$, то режим и нагрузка выбраны правильно; коэффициент гармоник при этом обычно лежит в пределах 6—8%, что для экранированной лампы в режиме А и однотактной схеме можно считать нормальным.

Сопротивление нагрузки анодной цепи находят по отрезкам, отсекаемым нагрузочной прямой на координатных осях, а отдаваемую мощность—по формуле (6-12). Убедившись, что мощность достаточна, определяют гармонические составляющие выходного тока методом пяти ординат и рассчитывают коэффициент гармоник. Если отдаваемая мощность больше необходимой, а коэффициент гармоник превышает заданное значение, то уменьшением расчетной ампли-

туды сигнала на управляющей сетке можно уменьшить отдаваемую мощность и снизить коэффициент гармоник.

В двухтактном каскаде с экранированными лампами значение $R_{a\sim}$ следует брать немного меньше оптимального сопротивления нагрузки однотактного каскада. Несмотря на то, что при этом коэффициент гармоник плеча схемы возрастает из-за сильного повышения второй гармоники, коэффициент гармоник двухтактного каскада снижается, так как третья гармоника при этом падает, а вторая гармоника компенсируется двухтактной схемой. Поэтому в двухтактном каскаде с экранированными лампами в режиме А наклон нагрузочной прямой следует брать таким, чтобы отрезок *а* был в 1,4—1,6 раза больше отрезка *б*. Нормальное значение $I_{мин}$ для двухтактного каскада с экранированными лампами можно считать равным 0,15—0,2 I_{a0}.

Вследствие того что ток экранирующей сетки резко растет при уменьшении анодного напряжения, в цепи экранирующей сетки при положительной полуволне сигнала большой амплитуды имеют место значительные импульсы тока. Поэтому наибольшая мощность на экранирующей сетке выделяется при максимальной амплитуде сигнала; она равна произведению среднего значения тока экранирующей сетки $I_{э.\,ср}$ при максимальном сигнале на напряжение на ней $U_{э0}$. Расчет $I_{э\,ср}$ можно производить по выражению (4-3) для $I_{ср}$, подставляя в него значения $I_{э.\,макс}$, $I_{э1}$, $I_{э0}$, $I_{э2}$, $I_{э.\,мин}$, найденные по семейству статических характеристик тока экранирующей сетки и соответствующие мгновенным значениям напряжений на аноде и управляющей сетке, имеющим место в каждой из пяти точек нагрузочной прямой, служащих для расчета коэффициента гармоник.

Выше было показано, что каскад мощного усиления с экранированной лампой хорошо работает лишь на активное сопротивление нагрузки $R_{a\sim опт}$ вполне определенной величины. Звуковая катушка электродинамического громкоговорителя для переменного тока имеет комплексное сопротивление, представляя собой активное сопротивление R_2, соединенное последовательно с индуктивностью L_2. Поэтому полное сопротивление звуковой катушки $Z_2=R_2+$ $+j\omega L_2$ увеличивается с ростом частоты, начиная с частот 500—1 000 *гц*, достигая на 10 000 *гц* значения, нередко раз в 10 превышающего R_2.

Так как коэффициент усиления каскада с экранирован-

ной лампой практически прямо пропорционален сопротивлению нагрузки, каскад мощного усиления с экранированной лампой, работающий на электродинамический громкоговоритель, по указанной причине приобретает очень большой подъем частотной характеристики на верхних звуковых частотах, что вносит большие частотные искажения в работу каскада. Кроме того, так как экранированная лампа дает наименьший коэффициент гармоник лишь при работе на оптимальное сопротивление нагрузки, увеличение сопротивления нагрузки с ростом частоты сильно повышает вносимые лампой нелинейные искажения.

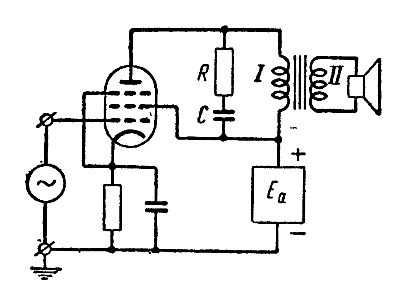


Рис. 6-5. Включение на первичную обмотку выходного трансформатора каскада мощного усиления с экранированной лампой корректирующей цепочки RC.

Для устранения указанных недостатков параллельно первичной обмотке выходного трансформатора каскада мощного усиления с экранированной лампой, работающего на электродинамический громкоговоритель, достаточно включить последовательную цепочку из активного сопротивления R и емкости C (рис. 6-5), удовлетворяющую условиям

$$R = R_{\text{а}\sim\text{опт}};\ C = \frac{L_s + \frac{L_2}{n^2}}{R^2_{\text{а}\sim}}, \qquad (6\text{-}14)$$

где L_s — индуктивность рассеяния выходного трансформатора;

n — его коэффициент трансформации;

R_2 и L_2 — активное сопротивление и индуктивность звуковой катушки громкоговорителя.

В этом случае цепочка CR точно скомпенсирует увеличение сопротивления громкоговорителя с ростом частоты, и сопротивление нагрузки анодной цепи лампы на всех частотах будет неизменно, чисто активно и равно $R_{\text{а}\sim}$. Частотная характеристика каскада на верхних частотах при этом не отличается от частотной характеристики трансформаторного каскада с активной нагрузкой, и расчет выходного трансформатора производят по формулам § 5-3 для этого случая, считая сопротивление нагрузки трансформа-

тора активным и равным активному сопротивлению звуковой катушки громкоговорителя R_2.

Такая корректирующая цепочка при работе каскада мощного усиления на электродинамический громкоговоритель оказывается очень полезной не только при экранированной лампе, но и во всех других случаях, когда выходное сопротивление усилительного элемента каскада оказывается во много раз больше сопротивления его нагрузки, например в каскаде мощного усиления с транзистором, включенным с общим эмиттером или общей базой, в ламповом каскаде с правым триодом, работающем с токами сетки и т. п. В каскаде мощного усиления с левым триодом (триодом с малым μ), работающем без токов сетки, корректирующая цепочка при работе на громкоговоритель не является необходимой, так как такой триод вследствие низкого внутреннего сопротивления почти не повышает выходное напряжение при увеличении сопротивления нагрузки и даже снижает при этом нелинейные искажения.

Вместо корректирующей цепочки CR для исправления частотной характеристики и снижения коэффициента гармоник каскада мощного усиления с высоким внутренним сопротивлением усилительного элемента, работающего на электродинамический громкоговоритель, можно использовать отрицательную обратную связь по напряжению, что рассматривается в гл. 7 (см. стр. 230—231).

Пример 6-2. Рассчитаем каскад мощного усиления в режиме А с экранированными лампами и выходной мощностью 6 *вт* при коэффициенте гармоник не выше 4%, работающий через выходной трансформатор на нагрузку.

Так как заданный коэффициент гармоник для экранированных ламп является очень малым, да и требуемую мощность удобно получить от двух небольших ламп, применим в каскаде двухтактную схему с одной лампой в каждом плече. В этом случае отдаваемая каждой из ламп мощность должна быть равна:

$$P_{\sim} = \frac{P_2}{2\eta_{\text{тр}}} = \frac{6}{2 \cdot 0,83} = 3,62 \text{ вт},$$

так как для мощности 6 *вт* к. п. д. выходного трансформатора согласно табл. 5-2 должен быть порядка 0,83. Требуемую мощность может отдать малогабаритный пальчиковый лучевой тетрод типа 6П1П, для которого $P_{\text{а.доп}} = 12$ *вт* и рекомендуемые напряжения питания анода и экранирующей сетки $U_{\text{а0}}$ и $U_{\text{э0}}$ равны 250 *в*, на чем и останавливаемся. Считая мощность, рассеиваемую на аноде в точке покоя, равной 0,85 $P_{\text{а.доп}}$, найдем ток покоя анодной цепи:

$$I_{\text{а0}} = \frac{0,85 P_{\text{а доп}}}{U_{\text{а0}}} = \frac{0,85 \cdot 12}{250} = 0,041 \text{ а} = 41 \text{ ма}.$$

Нанеся точку покоя на семействе статических анодных характеристик лампы 6П1П для напряжения на экранирующей сетке 250 *в* (точка *0* на рис. 6-6), увидим, что она соответствует отрицательному смещению на управляющей сетке $U_{c0}=12{,}5$ *в*; амплитуду сигнала берем равной смещению, т. е также 12,5 *в*. При этом верхний конец нагрузочной прямой будет лежать на статической характеристике для $u_c=0$ *в*, а нижний—на статической характеристике для $u_c=-25$ *в*.

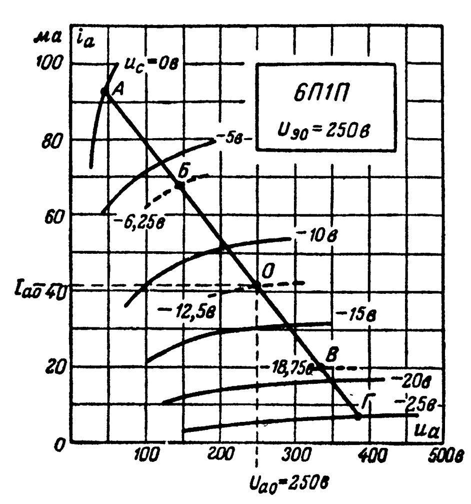


Рис. 6-6. К расчету каскада мощного усиления с экранированными лампами в режиме А.

Подобрав наклон нагрузочной прямой переменного тока, проходящей через точку покоя, таким, чтобы отрезок *А0* оказался примерно в 1,5 раза длиннее отрезка *0Г*, что требуется для получения наименьшего коэффициента гармоник двухтактного каскада, получим нагрузочную прямую, изображенную на рис. 6-6. Продолжив эту прямую до пересечения с осями, нетрудно убедиться, что она соответствует сопротивлению нагрузки анодной цепи переменному току $R_{а\sim}=4\,000$ *ом*. Так как внутреннее сопротивление тетрода 6П1П согласно его справочным данным равно 50 *ком*, отношение $R_{а\sim}$ к R_i при этом оказывается равным:

$$\frac{R_{а\sim}}{R_i}=\frac{4\,000}{50\,000}=0{,}08,$$

что совпадает со сказанным выше.

Так как $I_{макс}=93$ *ма* (точка *А*) и $I_{мин}=7$ *ма* (точка *Г*), отдаваемая каждой из ламп мощность составит:

$$P_{\sim}=0{,}125R_{а\sim}(I_{макс}-I_{мин})^2=0{,}125\cdot 4\,000\,(0{,}093-0{,}007)^2\approx 3{,}7\ вт,$$

что достаточно; $I_{мин}$ равно примерно 0,17 $I_{а0}$, что для двухтактного каскада лежит в рекомендованных выше пределах.

Найдя точки пересечения нагрузочной прямой со статическими характеристиками, соответствующими половине положительной и отрицательной амплитуд сигнала, т. е. с характеристиками для $u_c=-6.25$ *в* и $u_c=-18{,}75$ *в* (точки *Б* и *В*), будем иметь пять токов, необходимых для определения гармонических составляющих выходного тока методом пяти ординат:

$$I_{макс}=93\ ма;\ I_1=67{,}5\ ма;\ I_{а0}=41\ ма;\ I_2=20\ ма;\ I_{мин}=7\ ма.$$

Расчет гармонических составляющих и среднего значения тока одного плеча по формулам (4-3) при этих значениях токов дает:

$$I_{1m} = 44{,}5\ ма;\ I_{2m} = 4{,}5\ ма;\ I_{3m} = -1{,}5\ ма;$$

$$I_{4m} = -0{,}33\ ма;\ I_{ср} = 45{,}83\ ма.$$

Проверка найденных значений по формуле (4-4) подтверждает правильность расчета; приняв коэффициент асимметрии $b=0{,}2$, исходя из того, что у каскада отсутствует регулировка смещения на одном из плеч и лампы для каскада не подбираются, найдем коэффициент гармоник по формуле (6-8):

$$k_г = \frac{\sqrt{(bI_{2m})^2 + I_{3m}^2 + (bI_{4m})^2}}{I_{1m}} =$$

$$= \frac{\sqrt{(0{,}2\cdot 4{,}5)^2 + 1{,}5^2 + (0{,}2\cdot 0{,}33)^2}}{44{,}5} \approx 0{,}0393 \approx 4\%,$$

что удовлетворяет заданию.

Для определения мощности, рассеиваемой на экранирующей сетке, найдем значения тока в ее цепи, соответствующие точкам *А*, *Б*, *0*, *В* и *Г* нагрузочной прямой. Для точки *А* напряжение на управляющей сетке равно 0 *в*; напряжение на аноде лампы в этой точке составляет 45 *в*. По семейству статических характеристик тока экранирующей сетки лампы 6П1П (рис. 6-7) найдем, что ток $I_{э.макс}$, соответствующий $u_с=0$ и $u_а=45$ *в*, равен 27 *ма*. Таким же образом находим ток $I_{э1}$ для $u_с=-6{,}25$ *в* и $u_а=145$ *в*, равный 9,5 *ма*. Токи $I_{э0}$, $I_{э2}$ и $I_{э.мин}$ оказываются равными 4,5; 2,5 и 1 *ма*. Расчет $I_{э.ср}$ по формуле (4-3) для $I_{ср}$ при указанных токах дает среднее значение тока экранирующей сетки при максимальном сигнале, равное 8,67 *ма*. Отсюда мощность, выделяющаяся на экранирующей сетке при максимальном сигнале, составит:

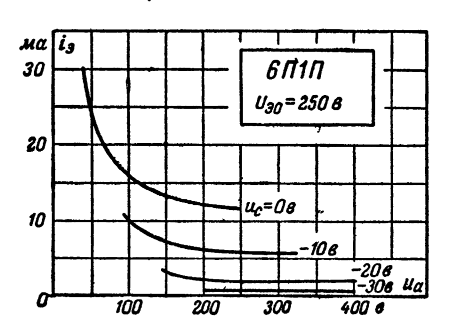


Рис. 6-7. Статические характеристики тока экранирующей сетки лучевого тетрода 6П1П для напряжения на экранирующей сетке 250 *в*.

$$P_э = I_{э.ср}U_{э0} = 8{,}67\cdot 10^{-3}\cdot 250 \approx 2{,}14\ вт,$$

что не превышает максимально допустимых для этой лампы 2,5 *вт*.

Если активное сопротивление половины (одного плеча) первичной обмотки трансформатора равно 300 *ом*, то необходимое напряжение источника анодного питания будет:

$$E_а = U_{а0} + I_{ср}r_{1п} + U_{с0} = 250 + 45{,}83\cdot 10^{-3}\cdot 300 + 12{,}5 \approx 276\ в.$$

Полный к. п. д. каскада с учетом мощности, потребляемой цепью накала лампы, равной 2,84 *вт*, и мощности, потребляемой цепью экранирующей сетки, составит:

$$\eta = \frac{P_{\sim}\eta_{тр}}{(I_{ср} + I_{э.ср}) E_а + P_н} = \frac{3{,}7 \cdot 0{,}83}{(45{,}83 + 8{,}67)10^{-3} \cdot 276 + 2{,}84} \approx 17{,}2\%.$$

Сравнив полученные в результате расчета данные с данными примера 6-1, увидим, что при использовании экранированных ламп к. п. д. каскада мощного усиления увеличился в 1,25 раза (с 13,8 до 17,2%), необходимое напряжение источника анодного питания уменьшилось с 343 до 276 *в* и требуемое напряжение сигнала на входе снизилось с 53 до 12,5 *в*, т. е. в 4,25 раза почти при той же снимаемой с лампы мощности (3,7 *вт* вместо 3,87 *вт*).

Сопротивление катодного смещения в данном случае можно поставить одно (в общем катодном проводе ламп) и не шунтировать его конденсатором $C_к$, так как в двухтактном каскаде, работающем в режиме А, ток сигнала не идет через общий катодный провод. Необходимая величина $R_к$ определится выражением

$$R_к = \frac{U_{c0}}{2(I_{ср} + I_{э.ср})} = \frac{12{,}5}{2(45{,}83 + 8{,}67)10^{-3}} = 115 \text{ ом},$$

а выделяемая на этом сопротивлении мощность при максимальном сигнале составит:

$$P = 2(I_{ср} + I_{э.ср}) U_{c0} = 2(45{,}83 + 8{,}67)10^{-3} \cdot 12{,}5 = 1{,}37 \text{ вт}.$$

Расчет каскада с транзистором

Транзисторные каскады мощного усиления имеют высокий к. п. д., близкий к 0,5 в режиме А, что является их достоинством, но при включении с общим эмиттером или общим коллектором требуют подбора транзисторов в плечах каскада, так как без подбора асимметрия плеч может оказаться настолько велика, что каскад не будет работать как двухтактный.

Вследствие прямолинейности статических выходных характеристик мощных транзисторов и малой неиспользуемой их области максимальная амплитуда выходного тока сигнала $I_{вых\,m}$ и максимальная амплитуда выходного напряжения сигнала $U_{вых\,m}$ близки к току покоя выходной цепи I_0 и напряжению ее питания U_0. Учитывая это, получим следующие расчетные формулы для сопротивления нагрузки выходной цепи $R_{\sim}$ и тока покоя выходной цепи I_0:

$$R_{\sim} = \frac{U^2_{вых\,m}}{2P_{\sim}} \approx \frac{U_0^2}{2P_{\sim}}; \tag{6-15}$$

$$I_0 \approx I_{\text{вых}\,m} = \frac{2P_{\sim}}{AU_0}, \qquad (6\text{-}16)$$

где A — поправочный коэффициент, в основном определяющийся способом включения транзистора и величиной питающего напряжения, но также зависящий от типа транзистора и допустимого коэффициента гармоник.

Для включения с общей базой коэффициент A близок к единице (0,99—0,97) и почти не зависит от питающего напряжения; для включения с общим эмиттером или общим коллектором коэффициент A падает с понижением напряжения питания, изменяясь примерно от 0,9—0,95 для питающего напряжения 20—25 *в* до 0,5—0,7 для напряжения питания 1,5—3 *в*. Указанные цифры относятся к германиевым транзисторам; для кремниевых транзисторов они немного ниже.

Напряжение питания выходной цепи транзисторных каскадов мощного усиления, питаемых от выпрямителей, желательно брать возможно высоким; при этом облегчается конструирование выпрямителя, повышается его к. п. д., уменьшается потребляемая входной цепью транзистора мощность сигнала и снижается коэффициент гармоник каскада. При правильно сконструированном выходном трансформаторе напряжение питания можно брать равным 0,3—0,4 от максимально допустимого мгновенного значения напряжения на коллекторе $U_{\text{к. макс}}$ для примененного способа включения транзистора; значение $U_{\text{к. макс}}$ для различных способов включения указывается в справочных данных транзистора. Более высокое напряжение питания брать не следует, так как при этом возникает опасность пробоя транзистора перенапряжениями, имеющими место в рабочих условиях.

Для каскадов мощного усиления переносных приборов, питаемых от химических источников тока, солнечных батарей и т. п., обычно выгодно брать напряжение питания значительно ниже максимально допустимого, так как при снижении напряжения батареи и той же ее мощности размеры, вес и стоимость батареи уменьшаются, а срок службы ее растет. Предел снижению напряжения питания в этих случаях ставят указанные выше факторы.

Иногда питание каскада мощного усиления производят от имеющегося источника, и напряжение питания оказывается заданным; оно, разумеется, не должно превосходить допустимой величины для примененного способа включения транзистора.

При чрезмерном нагреве транзистора в нем происходят необратимые изменения и он выходит из строя. Поэтому при расчете транзисторного каскада мощного усиления необходимо исходить из того, чтобы температура наиболее сильно нагревающегося места в транзисторе — его коллекторного перехода — не превышала максимально допустимой величины $T_{п.доп}$, указанной в справочных данных.

Выделяющаяся в транзисторе мощность потерь нагревает его; повышение температуры ΔT коллекторного перехода над температурой окружающей транзистор среды $T_{окр}$ определяется выражением

$$\Delta T = T_п - T_{окр} = P(R_{т.т} + R_{т.р}), \qquad (6\text{-}17)$$

где $T_п$ — температура коллекторного перехода;

P — выделяемая в транзисторе мощность;

$R_{т.т}$ — тепловое сопротивление транзистора (тепловое сопротивление между коллекторным переходом и корпусом транзистора);

$P_{т.р}$ — тепловое сопротивление радиатора или теплоотвода (тепловое сопротивление между корпусом транзистора и окружающей средой).

Величина теплового сопротивления транзистора $R_{т.т}$ определяется конструкцией транзистора и указывается в справочных данных транзисторов мощного усиления. Значение $R_{т.р}$ определяется конструкцией теплоотвода или радиатора, отводящего от транзистора выделяющееся в нем тепло.

Приняв в уравнении (6-17) $T_{окр}$ равным максимально возможной температуре окружающей среды $T_{окр.макс}$ и $T_п = 0{,}9\ T_{п.доп}$ для предотвращения выхода транзистора из строя при небольшом повышении питающего напряжения, возможном в эксплуатационных условиях, после решения этого уравнения относительно $R_{т.р}$ получим формулу, позволяющую рассчитать допустимое тепловое сопротивление радиатора или теплоотвода, при котором температура коллекторного перехода не превысит допустимую:

$$R_{т.р} = \frac{0{,}9T_{п\ доп} - T_{окр\ макс}}{P} - R_{т.т}. \qquad (6\text{-}18)$$

Расчет транзисторного каскада мощного усиления начинают с определения необходимой отдаваемой мощности по формуле (6-7), после чего из выпускаемых типов транзисторов подбирают подходящий. После этого выбирают

напряжение источника питания, если оно не задано, способ включения транзистора и решают вопрос о том, будет каскад однотактным или двухтактным. При этом учитывают, что двухтактный каскад отдает вдвое большую мощность, чем однотактный, и что его коэффициент гармоник обычно получается в 2—3 раза меньше, чем у однотактного, но он требует двух транзисторов, выходной трансформатор с бо́льшим числом витков и средней точкой и инверсную схему предыдущего каскада.

При включении с общей базой транзистор дает малые нелинейные искажения, и свойства каскада мало меняются при изменении окружающей температуры и замене транзисторов.

При включении с общим эмиттером в β раз снижается необходимая входная мощность сигнала по сравнению с включением с общей базой, но возрастает коэффициент гармоник. Замена транзисторов при таком включении изменяет усиление и характеристики каскада значительно сильнее, чем при включении с общей базой.

Включение с общим коллектором также критично к замене транзисторов и при напряжении питания порядка 15 *в* и выше часто требует большей входной мощности сигнала, чем включение с общей базой. Однако при очень малом напряжении питания включение с общим коллектором может оказаться наивыгоднейшим с точки зрения входной мощности; кроме того, оно дает очень малый коэффициент гармоник при малом сопротивлении источника сигнала, а поэтому иногда используется и при большом напряжении питания.

О порядке величины коэффициента гармоник, даваемого однотактным транзисторным каскадом в режиме А при различных способах включения транзистора, и зависимости коэффициента гармоник от отношения сопротивления источника сигнала к входному сопротивлению транзистора можно судить по кривым на рис. 6-8, рассчитанным для одного из спроектированных транзисторных каскадов мощного усиления.

Выбрав на основании сказанного способ включения и схему каскада, находят ток покоя и сопротивление нагрузки выходной цепи. Затем на семействе статических выходных характеристик для примененного способа включения проводят нагрузочную прямую, строят входную динамическую характеристику, по которой определяют ток и напряжение смещения входной цепи, амплитуду тока и

напряжения входного сигнала, необходимую входную мощность и входное сопротивление транзистора. Коэффициент гармоник каскада находят методом пяти ординат, как и для каскада с электронной лампой, но по сквозной динамической характеристике, которую строят для $R_и$, равного выходному сопротивлению предыдущего каскада.

В режиме А наибольшая мощность выделяется в транзисторе при отсутствии сигнала; она равна:

$$P = P_к + P_э = I_0 U_0 + I_{вх0} U_{вх0}, \qquad (6\text{-}19)$$

где $P_к$ и $P_э$ — мощность, выделяющаяся на коллекторном и эмиттерном переходах;

I_0 и U_0 — ток и напряжение покоя на выходном электроде;

$I_{вх0}$ и $U_{вх0}$ — ток и напряжение смещения входной цепи.

Найденное из выражения (6-19) значение P подставляют в формулу (6-18) и рассчитывают допустимое тепловое сопротивление радиатора или теплоотвода. Если рассчитанное по формуле (6-18) значение $R_{т.р}$ получается отрицательным или много меньшим $R_{т.т}$, то примененный транзистор непригоден и его следует заменить более мощным или перейти на двухтактную схему от однотактной. Если же $R_{т.р}$ равно или больше $R_{т.т}$, то транзистор пригоден и можно конструировать радиатор для его охлаждения. Необходимая поверхность охлаждения металлического радиатора $S_{охл}$ в квадратных сантиметрах может быть рассчитана по следующей приближенной формуле:

$$S_{охл} \approx \frac{1\,200 \div 1\,500}{R_{т.р}}. \qquad (6\text{-}20)$$

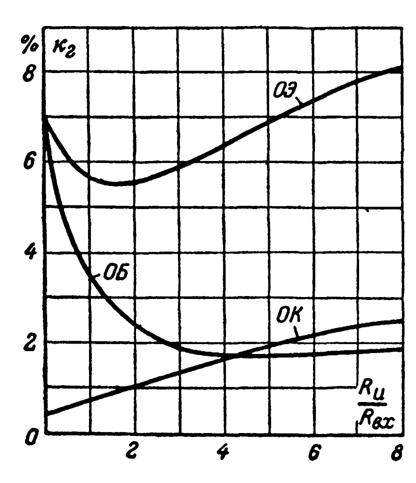


Рис. 6-8. Зависимость коэффициента гармоник транзисторного каскада мощного усиления от отношения сопротивления источника сигнала к входному сопротивлению транзистора для различных способов включения.

Поверхностью охлаждения радиатора считают всю его площадь с обеих сторон, включая охлаждающие ребра, если таковые

имеются. Радиатор или теплоотвод на металлические шасси обычно делают из металла с высокой теплопроводностью (алюминия или красной меди) такой толщины, чтобы разность температур в точке крепления транзистора и на краю радиатора не превышала нескольких градусов Цельсия. Обычно для этого достаточна толщина материала от 1 до 5 *мм* в зависимости от выделяемой в транзисторе мощности. Простейшие конструкции систем охлаждения транзисторов показаны на рис. 6-9.

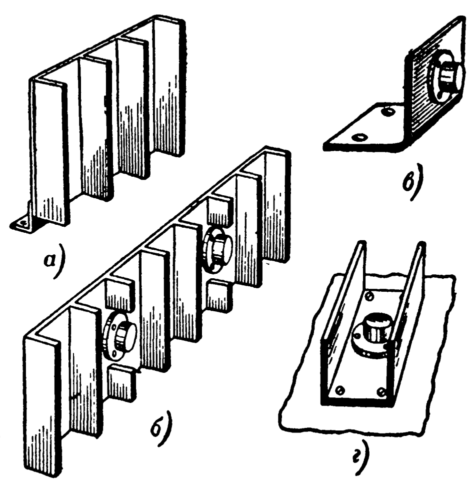


Рис. 6-9. Способы охлаждения транзисторов в каскадах мощного усиления.

а — радиатор; *б* — стенка шасси с охлаждающими ребрами; *в* — металлический уголок, отводящий тепло на шасси; *г* — радиатор, частично отводящий тепло на шасси.

Если поверхность охлаждения радиатора, найденная из формулы (6-20), получилась равной или меньше полной поверхности корпуса транзистора, то теплоотвод для транзистора не требуется, так как роль радиатора в этом случае будет выполнять его корпус.

Тепло, выделяющееся в мощном транзисторе во время работы, передается от его корпуса в радиатор или шасси, а от последних — в окружающую среду. Так как тепловое сопротивление контакта между корпусом транзистора и радиатором или шасси из-за имеющейся между ними воздушной прослойки, обусловленной неровностью соприкасающихся поверхностей, довольно значительно, температура корпуса оказывается выше температуры радиатора или шасси в месте крепления транзистора. Этот перепад температуры повышает рабочую температуру перехода, что или уменьшает максимальную мощность, которую можно снять с транзистора, или заставляет снижать тепловое сопротивление радиатора, увеличивая и удорожая последний, или сокращает срок службы транзистора, увеличивая возможность выхода его из строя.

Для уменьшения перепада температуры между корпу-

сом транзистора, радиатором и шасси снижают тепловое сопротивление контакта между ними. Для этого поверхность радиатора или шасси в месте крепления транзистора шлифуют или тщательно выравнивают и зачищают; дно транзистора также зачищают и, удалив с обеих поверхностей опилки, стружки и другие посторонние частицы, плотно притягивают транзистор к охлаждающей поверхности предусмотренными для этой цели винтами или другим приспособлением.

Тепловое сопротивление квадратного сантиметра площади хорошо выполненного контакта дна транзистора с алюминиевым радиатором или шасси имеет величину порядка 1,5—2° С/*вт*. Для его учета достаточно к величине теплового сопротивления транзистора, указанной в справочнике, прибавить это значение, поделенное на площадь контакта. Так, например, для транзистора типа П4 тепловое сопротивление не превышает 2° С/*вт*; площадь его контакта с радиатором, равная площади дна, при радиусе последнего $r=1{,}5$ *см* составляет $\pi r^2=3{,}14\cdot 1{,}5^2=7$ *см*^{2}. Отсюда полное тепловое сопротивление транзистора П4 с учетом теплового сопротивления его контакта с радиатором равно $2+\frac{1{,}7}{7}=2{,}25°$ С/*вт*.

Как видно, поправка невелика, а поэтому ее нередко можно и не учитывать, так как действительное значение теплового сопротивления транзистора обычно ниже максимальной величины, указываемой в справочнике. Для снижения теплового сопротивления контакта между транзистором и радиатором можно вытеснить воздушную прослойку, имеющую очень низкую теплопроводность, материалом с более высокой теплопроводностью. Для этого дно транзистора и место установки его на радиаторе смазывают при креплении тонким слоем затвердевающего (полимеризующегося) состава, например эпоксидной смолой; при отсутствии такого состава для этой цели можно использовать тавот, вазелин или густое смазочное масло. Указанное средство снижает тепловое сопротивление между транзистором и радиатором примерно вдвое.

При использовании для охлаждения мощных транзисторов шасси прибора или металлической стенки его корпуса, а также при использовании общего радиатора для обоих транзисторов двухтактного каскада обычно приходится изолировать корпус транзистора от шасси или радиатора, так как корпус мощных транзисторов соединен с коллекто-

ром. В этих случаях для обеспечения электрической изоляции между корпусом транзистора и шасси или радиатором транзистор крепят на шасси или радиаторе через изолирующую слюдяную прокладку толщиной 0,04—0,06 *мм*. Такая прокладка повышает тепловое сопротивление 1 *см²* контакта между транзистором и охлаждающей поверхностью до 3—4° С/*вт*; вытеснение с обеих сторон слюдяной прокладки воздушной прослойки тавотом, вазелином или смазочным маслом снижает эту величину до 2—3° С/*вт*.

В указанных случаях можно отказаться от электрической изоляции корпуса транзистора от шасси или радиатора и крепить транзисторы непосредственно на шасси или радиатор, но при этом необходимо так изменить схему включения транзисторов и источника питания, чтобы между коллектором или коллекторами и шасси или радиатором не имелось разности потенциалов; например, при двухтактном каскаде с общим эмиттером, работающим в режиме А, выходной трансформатор и источник питания можно перенести в цепь эмиттеров, сигнал во входную цепь каскада подать от отдельных вторичных обмоток входного трансформатора, минус источника питания соединить с коллекторами обоих транзисторов и с шасси прибора, смещение на базу подать от минуса источника питания через гасящие сопротивления $R_{д1}$, рассчитываемые обычным образом (рис. 6-10). Однако указанные меры усложняют схему каскада, а поэтому на практике чаще предпочитают применять слюдяную прокладку или снабжать транзисторы радиаторами, электрически изолированными друг от друга и от шасси прибора.

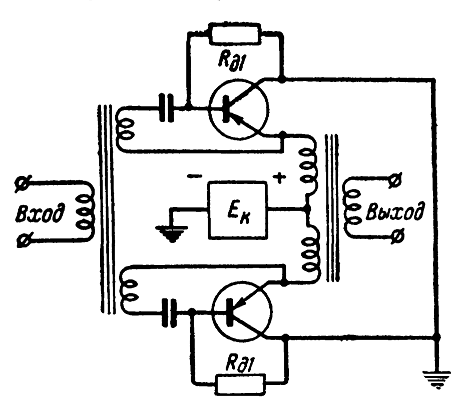


Рис. 6-10. Двухтактный каскад мощного усиления с общим эмиттером, допускающий крепление транзисторов на общем радиаторе или шасси.

Расчет транзисторного каскада с общим коллектором можно производить по статическим характеристикам зависимости тока эмиттера от напряжения эмиттер — коллек-

тор для фиксированных токов базы (выходные статические характеристики) и статическим характеристикам зависимости напряжения база — эмиттер от тока базы для фиксированных напряжений коллектор — эмиттер (те же входные статические характеристики, что и для включения с общим эмиттером).

Однако ввиду того что статические характеристики зависимости тока эмиттера от напряжения эмиттер — коллектор в литературе и справочниках отсутствуют, для расчета каскада с общим коллектором можно использовать выходные характеристики транзистора при включении с общим эмиттером, имеющиеся в литературе, так как они отличаются от указанных выше лишь на небольшую величину, равную току базы, чем в большинстве случаев можно пренебречь. При желании учесть эту разницу достаточно перестроить имеющиеся характеристики для включения с общим эмиттером, подняв каждую из характеристик на величину тока базы для нее и заменив $i_к$ на вертикальной оси семейства на $i_э$.

Выбор сопротивления нагрузки выходной цепи каскада переменному току, определение амплитуды тока сигнала цепи базы и амплитуды напряжения сигнала между базой и эмиттером в случае каскада с общим коллектором производят точно так же, как для каскада с общим эмиттером. Необходимое входное напряжение сигнала для каскада с общим коллектором находят как сумму напряжения сигнала база — эмиттер и напряжения сигнала в выходной цепи; найдя входное напряжение, обычным образом определяют входное сопротивление каскада и выходную мощность сигнала.

Пример 6-3. Рассчитаем транзисторный каскад мощного усиления с выходной мощностью не ниже 2 *вт* и коэффициентом гармоник не боле 5%. Выходное сопротивление предыдущего каскада $R_и=200$ *ом*; рассчитываемый каскад работает на нагрузку через выходной трансформатор и питается от аккумулятора напряжением 12 *в*. Максимальная температура окружающей среды равна 40° С; колебания температуры не превосходят 20° С.

Приняв к. п. д. выходного трансформатора для мощности 2 *вт* равным 0,75 (в соответствии с табл. 5-2), установим, что от каскада требуется получить мощность сигнала $P=2{,}67$ *вт*. Подходящим по отдаваемой мощности является германиевый транзистор типа П201, который для уменьшения входной мощности сигнала включаем с общим эмиттером. Так как колебания окружающей температуры невелики, стабилизация режима каскада не требуется. Считая, что падение напряжения питания на первичной обмотке трансформатора будет порядка 1 *в*, найдем, что напряжение питания на коллекторе $U_{к0}$ составит примерно 11 *в*. Приняв значение поправочного коэффициента A для включения

с общим эмиттером и напряжения питания 11 *в* равным 0,83, найдем сопротивление нагрузки коллекторной цепи и ток покоя коллектора:

$$R_{к\sim} \approx \frac{U_{к0}^2}{2P_{\sim}} = \frac{11^2}{2 \cdot 2,67} = 22,7 \text{ ом};$$

$$I_{к0} = \frac{P_{\sim}}{AU_{к0}} = \frac{2 \cdot 2,67}{0,83 \cdot 11} = 0,583 \text{ а}.$$

Отложив точку покоя с координатами 11 *в* и 0,583 *а* на семействе статических выходных характеристик транзистора П201 для включения с общим эмиттером (точка *0* на рис. 6-11,*а*), проведем через нее нагрузочную прямую для $R_к = 22,7$ *ом*. Так как точка покоя соответствует току базы 25 *ма*, возьмем амплитуду тока сигнала базы рав-

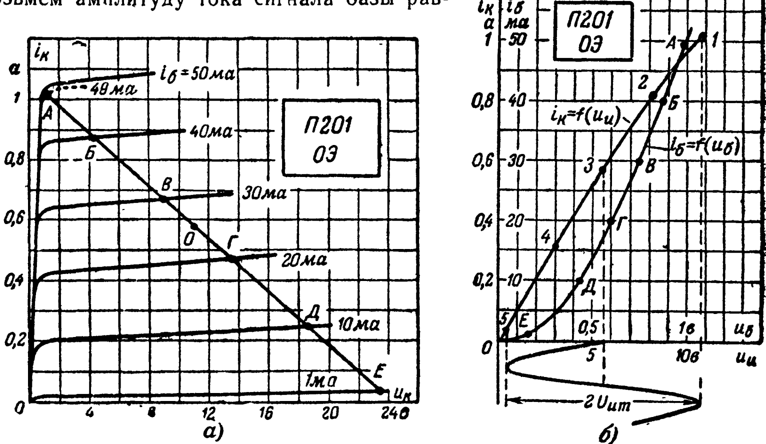


Рис. 6-11. К расчету транзисторного каскада мощного усиления в режиме А.

а — статические выходные характеристики транзистора П201, включенного с общим эмиттером, и нагрузочная прямая; *б* — входная статическая и сквозная динамическая характеристики

ной 24 *ма*; тогда крайними точками нагрузочной прямой будут ее точки пересечения с характеристиками для $i_б = 49$ и 1 *ма*, соответствующие напряжениям на коллекторе 1 и 23,5 *в* и токам коллектора 1,015 и 0,035 *а*.

Проверим мощность, которую может отдать транзистор в таком режиме:

$$P = 0,125\,(U_{к.макс} - U_{к.мин}) \cdot (I_{к.макс} - I_{к.мин}) =$$

$$= 0,125 \cdot (23,5 - 1)\,(1,015 - 0,035) = 2,75 \text{ вт},$$

что достаточно. Если мощность мала, то уменьшают коэффициент *А* и вновь проверяют мощность; при избытке мощности *А* увеличивают.

Для расчета коэффициента гармоник и уточнения режима построим сквозную динамическую характеристику каскада; для этого на стати-

ческой входной характеристике транзистора П201 для включения с общим эмиттером и напряжения на коллекторе от 1 до 25 *в* (рис. 6-11,*б*) отложим точки пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками (точки *А, Б, В, Г, Д, Е*) и рассчитаем для каждой из точек необходимое значение э. д. с. источника сигнала. Так, например, для точки *А* $i_б=49$ *ма*; $u_б=0{,}98$ *в*; $i_к=1{,}015$ *а*.

Отсюда э. д. с. источника сигнала для этой точки составит:

$$u_и = u_б + i_б R_и = 0{,}98 + 0{,}049 \cdot 200 = 10{,}78 \text{ в}.$$

Рассчитав аналогично значения $u_и$ для остальных пяти точек пересечения и отложив полученные значения в координатах $i_к$, $u_и$, получим сквозную динамическую характеристику каскада для $R_и=200$ *ом*, также изображенную на рис. 6-11,*б*.

Спроектировав на горизонтальную ось точки *1* и *5* этой характеристики, соответствующие крайним точкам *А* и *Е* входной динамической характеристики, найдем середину полученного на горизонтальной оси отрезка. проекция середины на сквозную характеристику даст точное положение точки покоя цепи коллектора (точка *3*), откуда найдем, что необходимый ток смещения цепи базы составляет около 25 *ма*, напряжение смещения базы $U_{б0}=0{,}66$ *в* и ток покоя коллектора $I_{к0}=0{,}57$ *а*.

Найдя точки *2* и *4* сквозной характеристики, соответствующие половинной амплитуде э. д. с. источника сигнала, со значением $I_1=0{,}82$ *а* и $I_2=0{,}31$ *а*, по значениям тока коллектора в точках *1—5* сквозной характеристики из формул (4-3) найдем:

$$I_{1m}=0{,}4967 \text{ а};\ I_{2m}=-0{,}0225 \text{ а};\ I_{3m}=-0{,}0067 \text{ а};$$

$$I_{4m}=-0{,}0042 \text{а},\ I_{ср}=0{,}5517 \text{ а},$$

что дает коэффициент гармоник по формуле (2-18), равный 4,7% и допустимый по заданию.

По крайним точкам *А* и *Е* входной динамической характеристики найдем, что амплитуда входного тока сигнала, амплитуда входного напряжения, входная мощность и входное сопротивление каскада составят:

$$I_{вхm} = \frac{0{,}049-0{,}001}{2} = 0{,}024 \text{ а};$$

$$U_{вхm} = \frac{0{,}98-0{,}16}{2} = 0{,}41 \text{ в};$$

$$P_{вх} = 0{,}5 I_{вхm} U_{вхm} = 0{,}5 \cdot 0{,}024 \cdot 0{,}41 = 0{,}005 \text{ вт};$$

$$R_{вх} = \frac{U_{вхm}}{I_{вхm}} = \frac{0{,}41}{0{,}024} = 17 \text{ ом}.$$

Если смещение на базу будет подаваться через гасящее сопротивление от минуса источника коллекторного питания, то для этого потребуется сопротивление

$$R_{д1} = \frac{E_к - U_{б0}}{I_{б0}} = \frac{12-0{,}66}{0{,}024} = 473 \text{ ом}.$$

Полный к. п. д. каскада с учетом потерь в выходном трансформаторе и цепи смещения составит:

$$\eta = \frac{\eta_{тр} P_{\sim}}{(I_{ср} + I_{б0}) E_к} = \frac{0,75 \cdot 2,75}{(0,5517 + 0,024) \cdot 12} = 0,3 = 30\%;$$

что почти вдвое превышает к. п. д. экранированной лампы в примере 6-2 и больше, чем вдвое, к. п. д. триода в примере 6-1.

Выделяемая в режиме покоя в транзисторе мощность будет равна.

$$P = I_{к0} U_{к0} + I_{б0} U_{б0} = 0,57 \cdot 11 + 0,025 \cdot 0,66 = 6,29 \text{ } вт.$$

При максимальной температуре окружающей среды 40° С, максимально допустимой температуре коллекторного перехода 100° С и тепловом сопротивлении 3,5° С/*вт* для транзистора типа П201 потребуется радиатор с поверхностью охлаждения

$$S_{охл} \geqslant \frac{1\,200 \div 1\,500}{\dfrac{0,9 T_{п.доп} - T_{окр.макс}}{P} - R_{т\,т}} =$$

$$= \frac{1\,200 \div 1\,500}{\dfrac{0,9 \cdot 100 - 40}{6,29} - 3,5} \approx 300 \text{ } см^2.$$

6-3. РАСЧЕТ КАСКАДА В РЕЖИМЕ В

Основные соотношения

При работе каскада в режиме В плечи двухтактной схемы работают поочередно, в течение полупериода сигнала каждое плечо; полпериода каждое из плеч «заперто», т. е. как бы отключено от схемы (рис. 6-12). Для упрощения расчета трансформаторного каскада, работающего в режиме В, удобно производить расчет только одного плеча схемы вместе с половиной первичной обмотки выходного трансформатора и всей его вторичной обмоткой, так как вторая половина обмотки и второе плечо во время работы первого плеча можно считать отключенными от схемы. При таком методе графический расчет каскада производят по обычным семействам статических характеристик усилительного элемента, включенного в плечо схемы.

В симметричном двухтактном трансформаторном каскаде, работающем в режиме В, магнитный поток, создаваемый прохождением тока покоя усилительного элемента через половину первичной обмотки трансформатора, компенсируется точно таким же магнитным потоком, создаваемым прохождением тока покоя другого усилительного эле-

мента через вторую половину первичной обмотки. Поэтому при прохождении сигнала через нулевое значение магнитный поток в сердечнике трансформатора отсутствует *и нагрузочная прямая каскада проходит не через точку покоя, а через точку U_0 на горизонтальной оси семейства статических выходных характеристик усилительного элемента*, делясь этой точкой пополам (рис. 6-13). Верхняя половина нагрузочной прямой, по которой и производится расчет каскада, расположена на семействе статических выходных характеристик и является нагрузочной прямой одного плеча схемы.

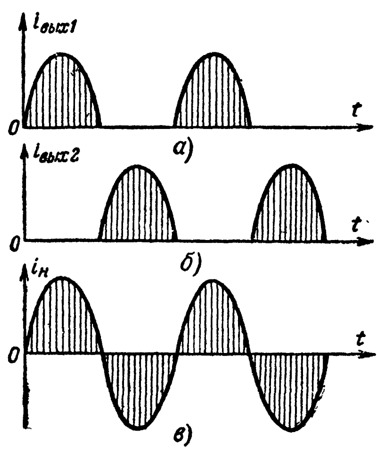


Рис. 6-12. Работа двухтактного каскада в режиме В.

а — ток выходной цепи усилительного элемента одного плеча; *б* — то же другого плеча, *в* — ток во вторичной обмотке выходного трансформатора и в нагрузке.

Спрямив статические выходные характеристики усилительного элемента (рис. 6-13), что не дает заметной ошибки при расчете энергетических соотношений в каскаде, можно получить следующие формулы для определения среднего значения тока $I_{ср}$, потребляемого каскадом при максимальном сигнале, потребляемой от источника питания мощности P_0, отдаваемой каскадом мощности сигнала $P_{\sim}$:

$$I_{ср}=0{,}637I'_{макс};\quad P_0=I_{ср}U_0;$$

$$P_{\sim}=0{,}5I'^2_{макс}R_{\sim п}=0{,}5I'_{макс}U_{вых m},\qquad (6\text{-}21)$$

где $R_{\sim п}$ — сопротивление нагрузки одного плеча каскада переменному току, определяемое наклоном нагрузочной прямой плеча.

Отсюда к. п. д. выходной цепи каскада, работающего в режиме В,

$$\eta_В=\frac{P_{\sim}}{P_0}=\frac{0{,}5I'_{макс}U_{вых m}}{0{,}637I'_{макс}U_0}=0{,}785\xi,\qquad (6\text{-}22)$$

где $\xi=\frac{U_{вых m}}{U_0}$ — коэффициент использования напряжения питания.

Выделяющаяся на аноде или коллекторе одного усилительного элемента мощность P равна полуразности P_0 и $P_\sim$:

$$P = 0{,}5\,(P_0 - P_\sim) = 0{,}318 I'_{\text{макс}} U_0 - 0{,}25 I'^2_{\text{макс}} R_{\sim\text{т}}. \qquad (6\text{-}23)$$

Первый член этого выражения пропорционален первой степени амплитуды сигнала, а второй — ее квадрату (рис. 6-14). Из рис. 6-14 видно, что в режиме В выделяющаяся на аноде или коллекторе мощность достигает наибольшего значения при определенной амплитуде сигнала, а не при его отсутствии, как в режиме А. Математический

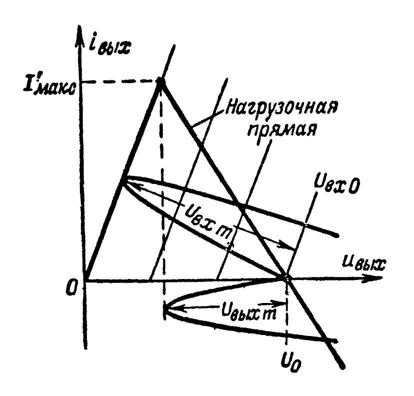


Рис. 6-13. Работа каскада мощного усиления в режиме В.

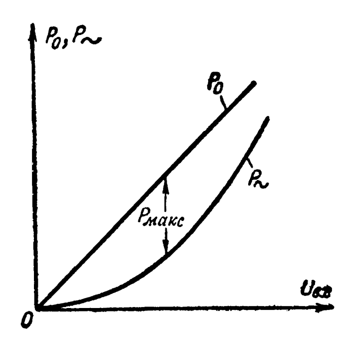


Рис. 6-14. Мощность рассеиваемая на выходном электроде усилительного элемента при работе в режиме В.

анализ показывает, что она максимальна при амплитуде сигнала, соответствующей $\xi = 0{,}637$.

Значение ξ, соответствующее максимальной расчетной амплитуде сигнала, зависит от типа усилительного элемента и условий его работы. Если при максимальном сигнале ξ равно или меньше 0,637, то выделяемую на аноде или коллекторе мощность рассчитывают, подставив в выражение (6-23) значение $I'_{\text{макс}}$, соответствующее максимальному сигналу, т. е. верхнему концу нагрузочной прямой плеча. Если же при максимальном сигнале ξ превышает 0,637, то на горизонтальной оси семейства статических выходных характеристик влево от точки U_0 откладывают $0{,}637 U_0$, восстанавливают из конца отложенного отрезка перпендикуляр до пересечения с нагрузочной прямой; точка пересечения дает значение $I'_{\text{макс}}$, соответствующее $\xi = 0{,}637$. Это значение $I'_{\text{макс}}$ и под-

ставляют в формулу (6-23). Правильность вычисленного в последнем случае значения $P_{макс}$ проверяется тем, что оно должно оказаться равным вычитаемому правой части формулы (6-23), так как к. п. д. при $\xi = 0,637$ равен 0,5.

При симметричности плеч двухтактного каскада, работающего в режиме В, он не вносит четных гармоник, которые компенсируются полностью. Если ток I'_1, соответствующий половинной амплитуде сигнала, равен $0,5I'_{макс}$, то вносимая каскадом третья гармоника также обращается в нуль. Так как отношение токов I'_1 и $I'_{макс}$ зависит от величины смещения на входном электроде усилительного элемента, для получения наименьшего коэффициента гармоник смещение в режиме В следует выбирать таким, чтобы ток I'_1 получился равным $0,5I'_{макс}$.

В каскадах, работающих в режиме В с изменяющейся в широких пределах амплитудой сигнала, желательно иметь крутизну статической характеристики усилительного элемента в точке покоя, равной половине ее значения в линейной части характеристики. Если эта крутизна меньше 0,35—0,4 крутизны в линейной части, то форма выходного сигнала при малом входном напряжении будет заметно искажаться и каскад станет вносить большие нелинейные искажения при слабых сигналах (рис. 6-15); в этом случае точку покоя следует поднять.

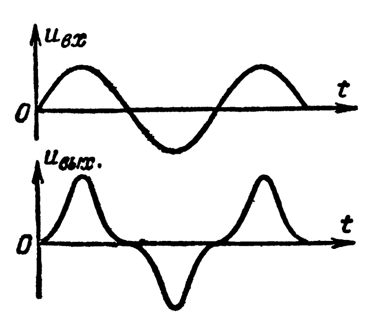


Рис. 6-15. Искажения синусоидального входного сигнала в режиме В при слишком низком положении точки покоя.

Из-за разброса параметров усилительных элементов верхний и нижний полупериоды сигнала на выходе двухтактного каскада оказываются неравными, что приводит к появлению в выходном сигнале четных гармоник и сдвигает точку нагрузочной прямой, соответствующую прохождению сигнала через нуль, с горизонтальной оси вверх или вниз.

Расчет коэффициента гармоник двухтактного каскада, работающего в режиме В, можно производить методом пяти ординат, для чего необходимо найти токи $I_{макс}$, I_1, I_0, I_2,

$I_{мин}$ с учетом разброса параметров усилительных элементов плеч. Эти токи находят из выражений:

$$\left.\begin{aligned} I_{макс} &= (1+b)\, I'_{макс};\\ I_1 &= (1+b) I'_1;\\ I_0 &= (1+b)\, I'_0 - (1-b) I'_0 = 2bI'_0;\\ I_2 &= -(1-b)\, I'_1;\\ I_{мин} &= -(1-b) I'_{макс}. \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}24)$$

Значения коэффициента асимметрии b для разных усилительных элементов и различных условий их работы указаны на стр. 164—165. Найденные из выражений (6-24) значения токов подставляют в четыре первые формулы (4-3), откуда находят четыре гармонические составляющие выходного тока и по выражению (2-18) рассчитывают коэффициент гармоник. Среднее значение тока, потребляемое каскадом от источника питания при максимальном сигнале, находят из выражения (6-21), так как последняя формула из (4-3) здесь непригодна.

В ламповом каскаде, работающем в режиме В, отрицательное смещение на управляющие сетки ламп желательно подавать от специального источника смещения (например, от отдельного выпрямителя). Этот выпрямитель необходимо нагрузить сопротивлением R, так как в противном случае токи сетки ламп, имеющие место при случайной перегрузке усилителя чрезмерным входным сигналом, зарядят конденсаторы фильтра выпрямителя до напряжения выше нормального и запрут выпрямитель; усилительный каскад при этом будет работать уже не в режиме В, а в режиме С, что недопустимо. Для быстрого стекания дополнительных зарядов это сопротивление выбирают из условия

$$R \leqslant \frac{10U_{c0}}{I_{ср}}. \qquad (6\text{-}25)$$

Смещение на управляющие сетки лампового каскада, работающего в режиме В, можно подавать и с сопротивления $R_к$, включенного в общий катодный провод. Но напряжение смещения в этом случае будет зависеть от амплитуды сигнала. При слабых сигналах среднее значение анодного тока мало, смещение невелико и каскад работает в режиме А. При максимальной расчетной амплитуде сиг-

нала такой каскад работает в режиме В, а при чрезмерной амплитуде переходит в режим С. Вследствие повышения напряжения смещения с увеличением амплитуды сигнала средняя крутизна характеристики ламп за период сигнала падает и коэффициент усиления каскада при увеличении напряжения сигнала уменьшается, в результате чего амплитудная характеристика лампового каскада с катодным смещением в режиме В оказывается криволинейной (рис. 6-16).

Величину сопротивления $R_к$ в таком каскаде находят, поделив напряжение отрицательного смещения U_{c0} на средний ток в катодном проводе $I_{к.\,ср}$ при максимальном сигнале:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{к.ср}}. \qquad (6\text{-}26)$$

При триодах $I_{к.ср} = 0{,}637 I'_{макс}$, а при экранированных лампах $I_{к.ср.}$ находяг по формуле

$$I_{к.ср} = 0{,}637 I'_{макс} + 2 I_{э.ср}, \qquad (6\text{-}27)$$

где $I_{э.\,ср}$ — среднее значение тока экранирующей сетки одной лампы, находимое по формуле метода пяти ординат, как указано в примере 6-2.

Так как в режиме В лампы каскада работают поочередно, а не одновременно, в общем катодном проводе ток сигнала не компенсируется, а поэтому сопротивление $R_к$ для предотвращения падения усиления должно быть зашунтировано конденсатором $C_к$ достаточно большой емкости. При недостаточной емкости этого конденсатора в каскаде возникают не только частотные искажения на нижних частотах, как это имеет место в однотактном каскаде, работающем в режиме А, но и дополнительные нелинейные искажения из-за подзаряда этого конденсатора импульсами катодного тока за каждый полупериод сигнала. Расчет необходимой емкости этого конденсатора можно производить по формуле (7-21), задаваясь коэффициентом частотных искажений $M_{н.\,к}$ на низшей рабочей частоте порядка

Рис. 6-16. Амплитудная характеристика каскада в режиме В с катодным смещением.

1,01—1,03; при этом вносимые конденсатором частотные искажения будут практически отсутствовать вследствие того, что в общем катодном проводе течет ток двойной частоты сигнала, а дополнительные нелинейные искажения, как показали исследования, будут невелики и их можно не учитывать.

В каскаде с катодным смещением в режиме В, кроме расчета максимальной мощности, выделяемой на аноде, необходимо проверять рассеиваемую на аноде мощность в режиме покоя; при отсутствии сигнала здесь отрицательное смещение сильно уменьшается, ток покоя возрастает и рассеиваемая на аноде мощность может превысить допустимую (см. пример 6-5).

Вследствие указанных недостатков катодное смещение в ламповых каскадах мощного усиления, работающих в режиме В, применяется лишь в каскадах небольшой мощности (не выше нескольких десятков ватт) невысокого качества.

Расчет каскада с триодами

Каскад мощного усиления с триодами при работе в режиме В имеет те же достоинства и недостатки, что и в режиме А, но к. п. д. в режиме В значительно выше, достигая 30—40% против 15—25% для режима А. Для получения наибольшей мощности при заданном напряжении источника питания здесь, как и в режиме А, следует применять триоды с небольшим μ (от 3 до 10) и возможно большей крутизной характеристики.

Наибольшую мощность в нагрузку при заданном напряжении питания двухтактный каскад с триодами в режиме В отдает при $R_{а\sim п}=R_i$, т. е. при сопротивлении анодной нагрузки плеча, равном внутреннему сопротивлению триода. Коэффициент полезного действия каскада растет при увеличении $R_{а\sim п}$, стремясь к 0,785 при полном использовании ламп и безграничном возрастании $R_{а\sim п}$, но отдаваемая мощность при этом стремится к нулю. Коэффициент гармоник, так же как и в режиме А, падает с увеличением $R_{а\sim п}$.

Поэтому сопротивление анодной нагрузки плеча переменному току $R_{а\sim п}$ в двухтактном каскаде мощного усиления с триодами, работающем в режиме В, следует брать от 1,5 до 3 R_i, так как при этом каскад отдает мощность, близкую к максимальной, при малых нелинейных искажениях и высоком к. п. д.

Расчет каскада с триодами в режиме В начинают с выбора триодов, подходящих по отдаваемой мощности. Если мощность, отдаваемая в режиме В, в справочных данных не указана, то берут триоды с малым μ и допустимой мощностью рассеяния на аноде каждого триода порядка

$$P_{\text{а.доп}} \approx (0,5 \div 1)\, P_{\sim}. \qquad (6\text{-}28)$$

Напряжение на аноде в режиме В берут максимально допустимое или близкое к нему. Сопротивление анодной нагрузки плеча находят из выражения

$$R_{\text{а}\sim\text{п}} = (1,5 \div 3)\, R_i, \qquad (6\text{-}29)$$

взяв значение R_i из справочных дачных лампы. Если коэффициент гармоник и к. п. д. не играют большой роли, а желательно получить от каскада наибольшую мощность, то берут $R_{\text{а}\sim\text{п}} = 1,5R_i$. Если же необходим малый коэффициент гармоник и возможно больший к. п. д., $R_{\text{а}\sim\text{п}}$ берут равным $(2,5—3)\,R_i$, а иногда и выше.

Затем строят нагрузочную прямую плеча на семействе статических анодных характеристик и выбирают отрицательное смещение на сетках, при котором третья гармоника при максимальном сигнале исчезает. Амплитуду сигнала на сетке берут равной отрицательному смещению и рассчитывают отдаваемую каскадом мощность, максимальную мощность, рассеиваемую на аноде, и коэффициент гармоник каскада.

Пример 6-4. Рассчитаем каскад мощного усиления с триодами в режиме В, отдающий в нагрузку мощность 120 *вт* при возможно более низком коэффициенте гармоник и максимально возможном к. п. д.

Приняв к. п. д. выходного трансформатора для мощности 120 *вт* равным 0,93, найдем, что каскад должен отдавать мощность $P = 129$ *вт*; следовательно, в каскаде должны быть использованы триоды с небольшим μ и $P_{\text{а.доп}}$, равной:

$$P_{\text{а.доп}} = (0,5 \div 1)\, P = (0,5 \div 1)\, 129 = 64,5 \div 129 \text{ вт}.$$

Подходящим по μ и $P_{\text{а доп}}$ является мощный модуляторный триод типа ГМ-70, имеющий $\mu = 6,7$; $R_i = 1\,100$ *ом*; $P_{\text{а.доп}} = 125$ *вт*; $U_{\text{а0макс}} = 1\,500$ *в*. Взяв $R_{\text{а}\sim\text{п}} = 2,5R_i$ для получения высокого к. п. д. и малого коэффициента гармоник, найдем, что сопротивление анодной нагрузки плеча $R_{\text{а}\sim\text{п}}$ должно быть равно 2 750 *ом*. Задавшись напряжением на аноде 1 400 *в* и проведя нагрузочную прямую плеча на семействе анод-

ных характеристик лампы ГМ-70 (рис 6-17), найдем, что $I'_{макс} = 310$ *ма* и $U_{am} = 850$ *в*. Отсюда отдаваемая каскадом мощность

$$P_{\sim} = 0{,}5 I'_{макс} U_{am} = 0{,}5 \cdot 0{,}31 \cdot 850 = 132 \text{ вт},$$

что достаточно.

Так как коэффициент использования анодного напряжения ξ при максимальном сигнале равен 840/1 400 = 0,6, т. е. меньше 0,637, максимальная мощность будет выделяться на анодах ламп при максимальном сигнале; она будет равна:

$$P_{а.макс} = 0{,}318 I'_{макс} U_{а0} - 0{,}25 I'^2_{макс} \cdot R_{а\sim п} =$$

$$= 0{,}318 \cdot 0{,}31 \cdot 1\,400 - 0{,}25 \cdot 0{,}31^2 \cdot 2\,750 = 72 \text{ вт}$$

для каждого из триодов, что вполне допустимо.

Для устранения третьей гармоники при максимальном сигнале возьмем $I'_1 = 0{,}5 I'_{макс} = 155$ *ма*; по нагрузочной прямой видно, что эта точка соответствует напряжению на сетке — 95 *в*. Так как точка I'_1 соответ-

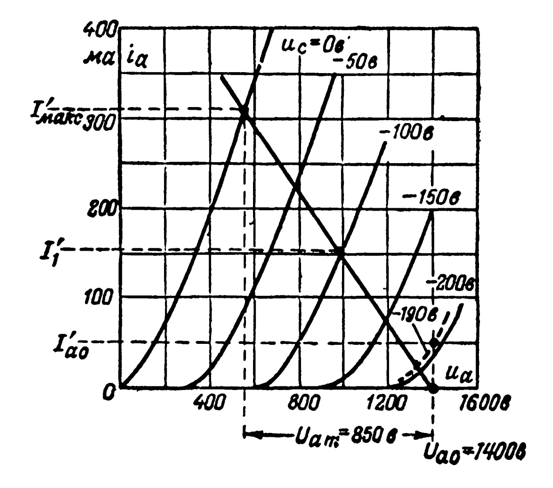


Рис. 6-17. К расчету каскада мощного усиления с триодами в режиме В.

ствует половине амплитуды сигнала, а точка $I'_{макс}$ полной амплитуде и лежит на характеристике для $u_c = 0$, половина амплитуды сигнала равна 95 *в*. Следовательно, максимальная амплитуда сигнала должна быть равна 190 *в* и на сетку следует подать отрицательное смещение, также равное 190 *в*. Точка покоя будет лежать на пересечении статической характеристики для — 190 *в* с перпендикуляром, восстановленным из точки U_{a0}; как видно из рисунка, $I'_{a0} = 50$ *ма*. Мощность, рассеивае-

мая на аноде каждого из триодов в режиме покоя, при подаче отрицательного смещения от отдельного выпрямителя составят:

$$P_а = I_{а0} U_{а0} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,400 = 70 \text{ вт},$$

что также вполне допустимо.

Крутизна характеристики лампы в точке покоя получается равной примерно половине крутизны при токе $I'_{макс}$, а поэтому точка покоя выбрана правильно и нелинейные искажения при слабых сигналах будут ничтожны.

Так как мощность каскада велика и к каскаду предъявлены требования минимальных нелинейных искажений, вводим контроль анодного тока плеч и на одном плече предусматриваем регулировку сеточного смещения для получения одинаковых анодных токов ламп, несмотря на разброс их параметров; тогда коэффициент асимметрии b можно считать равным 0,06 и расчетные токи для определения гармонических составляющих суммарного анодного тока, найденные по формулам (6-24), составят: $I_{макс} = 329$ *ма*; $I_1 = 164{,}5$ *ма*; $I_0 = 6$ *ма*; $I_2 = -145{,}5$ *ма*; $I_{мин} = -291$ *ма*. Расчет гармонических составляющих выходного тока по формулам (4-3), произведенный по этим значениям токов, дает: $I_{1m} = 310$ *ма*; $I_{2m} = 6{,}5$ *ма*; $I_{3m} = 0$, $I_{4m} = -0{,}167$ *ма*, откуда коэффициент гармоник каскада, найденный по выражению (2-18), получается равным 2,1%.

Среднее значение тока, потребляемого каскадом от источника анодного питания при максимальном сигнале, составит:

$$I_{а.ср} = 0{,}637 I'_{макс} = 0{,}637 \cdot 0{,}31 = 0{,}197 \text{ а}.$$

Сопротивление нагрузки выпрямителя смещения, имеющего напряжение 190 *в*, его ток и мощность получаются такими:

$$R \leqslant \frac{10 U_{с0}}{I_{а.ср}} = \frac{10 \cdot 190}{0{,}197} = 9\,640 \text{ ом};$$

$$I = \frac{U_{с0}}{R} = \frac{190}{9\,640} = 0{,}0197 \text{ а};$$

$$P = U_{с0} I = 190 \cdot 0{,}0197 = 3{,}75 \text{ вт}.$$

Расчет каскада с экранированными лампами

Каскад мощного усиления с экранированными лампами в режиме В имеет к. п. д. еще выше, чем в режиме А, к. п. д. анодной цепи такого каскада при максимальном сигнале и правильно выбранной нагрузке достигает 0,65—0,7.

Так же как и в режиме А, наивыгоднейшим сопротивлением анодной нагрузки здесь является такая ее величина, при которой верхний конец нагрузочной прямой проходит через сгиб статической характеристики анодного тока для $u_с = 0$. Выбор ламп для каскада можно производить

по допустимой мощности рассеяния на аноде, определяемой из соотношения

$$P_{а.доп} = (0,3 \div 0,6) P_{\sim}. \qquad (6\text{-}30)$$

В остальном расчет каскада в режиме В с экранированными лампами почти не отличается от расчета каскада с триодами.

Следует отметить, что подача напряжения на экранирующие сетки ламп мощного каскада в режиме В через гасящее сопротивление недопустима, так как приводит к резкому снижению выходной мощности и увеличению нелинейных искажений. Это получается потому, что при максимальном сигнале среднее значение тока экранирующей сетки в режиме В возрастает во много раз и во столько же раз увеличивается падение напряжения на гасящем сопротивлении; в результате при максимальном сигнале напряжение на экранирующих сетках оказывается много ниже нормального, анодные токи ламп падают и каскад не отдает расчетной мощности.

Поэтому в режиме В напряжение на экранирующие сетки ламп необходимо подавать от источника с малым внутренним сопротивлением, напряжение которого практически остается неизменным при колебаниях тока экранирующих сеток, имеющих место в рабочих условиях. Таким источником может быть отдельный выпрямитель, выпрямитель питания предыдущих каскадов, делитель напряжения с достаточно малыми сопротивлениями плеч и др.

Пример 6-5. Рассчитаем трансформаторный каскад мощного усиления, работающий в режиме В, на экранированных лампах, отдающий в нагрузку мощность 100 *вт* при коэффициенте гармоник не выше 8%.

Приняв к. п. д выходного трансформатора для такой мощности равным 0,92 (см табл. 5-2), найдем, что отдаваемая каскадом мощность $P_{\sim}$ должна быть не ниже 109 *вт*. Следовательно, для каскада подойдут лампы, имеющие

$$P_{а.доп} = (0,3 \div 0,6) P_{\sim} = (0,3 \div 0,6)\, 109 = 33 \div 66 \text{ вт}$$

Подходящим по $P_{а\,доп}$ является лучевой пентод типа ГУ-50, у которого $U_{а0\,макс} = 1\,000$ *в*; $U_{э0\,макс} = 250$ *в*, $P_{а\,доп} = 40$ *вт*; $P_{э\,доп} = 5$ *вт*. Для полного использования ламп выбираем $U_{а0} = 900$ *в* и $U_{э0} = 250$ *в*, так как максимальный режим по всем показателям одновременно брать не рекомендуется.

На семействе статических анодных характеристик лампы ГУ-50 для напряжения на экранирующей ее сетке 250 *в* (рис. 6-18) проводим

нагрузочную прямую плеча из точки $U_{a0}=900$ *в* в сгиб статической характеристики для $u_c=0$ и из нее находим:

$$I'_{\text{макс}} = 0{,}275 \ \ a; \ \ U_{am} = 820 \ в;$$

$$R_{a\sim} = \frac{U_{am}}{I'_{\text{макс}}} = \frac{820}{0{,}275} = 2\,980 \ ом;$$

$$P = 0{,}5 I'_{\text{макс}} U_{am} = 0{,}5 \cdot 0{,}275 \cdot 820 = 113 \ вт.$$

Отдаваемая мощность достаточна, следовательно, лампы и их режим выбраны правильно. Так как $\xi = \frac{U_{am}}{U_{a0}} = \frac{820}{900} = 0{,}91$, максимальная мощность будет выделяться на анодах при $\xi = 0{,}637$, когда значение $I'_{\text{макс}}$ будет равно $0{,}275 \cdot \frac{0{,}637}{0{,}91} = 0{,}192$ *а*, и составит

$$P_a = 0{,}318 I'_{\text{макс}} U_{a0} - 0{,}25 I'^2_{\text{макс}} \cdot R_{a\sim п} =$$
$$= 0{,}318 \cdot 0{,}192 \cdot 900 - 0{,}25 \cdot 0{,}192^2 \cdot 2\,980 = 27{,}5 \ вт,$$

что вполне допустимо

Для получения наименьших искажений при максимальном сигнале берем $I'_1 = 0{,}5 I'_{\text{макс}} = 0{,}138$ *а*; на нагрузочной прямой такой ток соответствует статической характеристике для $u_c = -26$ *в*. Отсюда на управ-

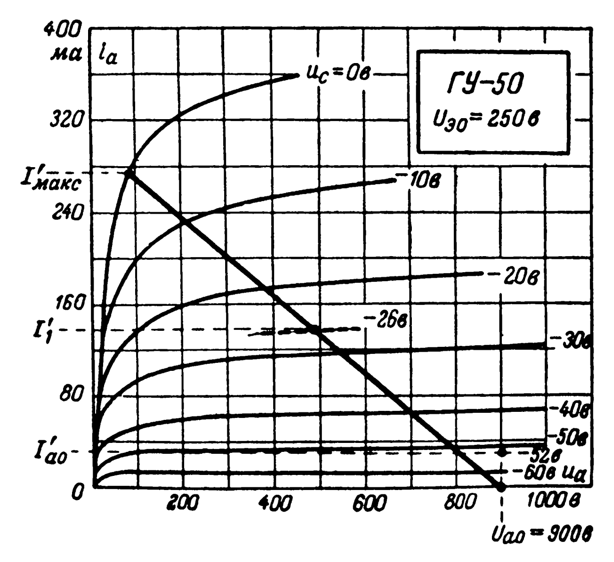


Рис. 6-18. К расчету каскада мощного усиления с экранированными лампами в режиме В.

ляющие сетки ламп подаем напряжение отрицательного смещения и амплитуду сигнала, равные 52*в*, ток покоя анода как видно из рис. 6-18, при этом составит 30 *ма*, а ток покоя экранирующей сетки как видно из рис. 6-19, будет равен 3 *ма*. Выделяющаяся в режиме покоя на аноде и экранирующей сетке мощность при этом равна:

$$P_{a0}=I_{a0}U_{a0}=0{,}03\cdot 900=27\ вт;$$
$$P_{э0}=I_{э0}U_{э0}=0{,}003\cdot 250=0{,}75\ вт,$$

что много ниже максимально допустимых значений.

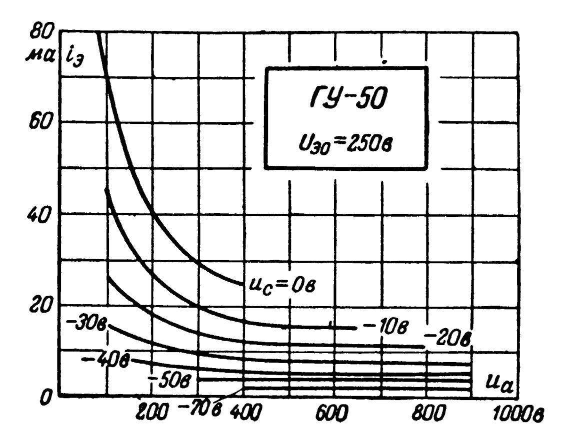


Рис. 6-19. Статические характеристики тока экранирующей сетки лучевого пентода ГУ-50 при $U_{э0}=250$ *в*.

Если контроль анодного тока в каскаде будет отсутствовать, а следовательно, не будет возможности симметрировать каскад изменением смещения на управляющей сетке одного из плеч, коэффициент асимметрии b может достигать 0,2 и расчетные токи для метода пяти ординат, вычисленные по выражениям (6-24), составят:

$$I_{макс}=330\ ма;\ I_1=165\ ма;\ I_{a0}=12\ ма;$$
$$I_2=-110\ ма;\ I_{мин}=-220\ ма,$$

что по формулам (4-3) и (2-18) даст гармонические составляющие выходного тока и коэффициент гармоник

$$I_{1m}=275\ ма,\ I_{2m}=21{,}5\ ма,$$
$$I_{3m}=0,\ I_{4m}=-3{,}17\ ма,\ k_г=7{,}9\%,$$

не превышающий заданных 8%. При наличии контроля анодных токов плеч и регулировке смещения на одной из управляющих сеток значение b не превысило бы 0,06, а коэффициент гармоник был бы равен примерно 2,5%.

Рассеиваемую на экранирующих сетках мощность при максимальном сигнале найдем, определив ток экранирующей сетки для пяти го-

чек метода пяти ординат. По нагрузочной прямой плеча и ее продолжению вниз найдем, что эти точки соответствуют $u_c=0$, -26, -52, -78, -104 *в* и $u_a=80$, 480, 900, 1 320, 1 720 *в*. Ток экранирующей сетки для этих точек согласно рис. 6-19 составит:

$$I_{э.макс}=80\ ма;\ I_{э1}=9\ ма;$$

$$I_{э0}=3\ ма;\ I_{э2}=0{,}5\ ма;\ I_{э.мин}=0,$$

и среднее значение тока экранирующей сетки одной лампы, рассчитанное по последнему выражению из формулы (4-3), получится равным 16,5 *ма*. Отсюда выделяющаяся на экранирующей сетке при максимальном сигнале мощность будет:

$$P_э=I_{э.ср}U_{э0}=0{,}0165\cdot 250=4{,}12\ вт,$$

что не превышает максимально допустимых 5 *вт*.

Потребляемый анодной цепью при максимальном сигнале ток составит:

$$I_{а.ср}=0{,}637I'_{макс}=0{,}637\cdot 0{,}275=0{,}175\ а,$$

и среднее значение тока в общем катодном проводе будет:

$$I_{к.ср}=I_{а.ср}+2I_{э.ср}=0{,}175+2\cdot 0{,}0165=0{,}208\ а.$$

Попробуем для упрощения и удешевления рассчитываемого каскада применить в нем катодное смещение. Для этого в общий провод катода потребуется включить сопротивление

$$R_к=\frac{U_{c0}}{I_{к.ср}}=\frac{52}{0{,}208}=250\ ом.$$

Чтобы найти смещение на управляющих сетках при катодном смещении в режиме покоя, построим с помощью характеристик на рис. 6-18 и 6-19 зависимость тока катода двух ламп от смещения на управляющих сетках, эта зависимость приведена на рис. 6-20. Восстановив из точек $U_{c0}=-52$ *в* и $I_{к.ср}=0{,}208$ *а* перпендикуляры к осям координат и проведя через точку пересечения этих перпендикуляров *A* и начало координат *0* прямую, по точке пересечения проведенной прямой с характеристикой общего катодного тока (точка *Б*) найдем, что при отсутствии сигнала отрицательное смещение на управляющих сетках будет равно -39 *в*. По семейству анодных характеристик на рис. 6-18 найдем, что ток покоя каждой из ламп при этом составит 72 *ма* и выделяемая на аноде в режиме покоя мощность окажется равной:

$$P_a=I_{a0}U_{a0}=0{,}072\cdot 900\approx 65\ вт,$$

что много больше максимально допустимых 40 *вт*.

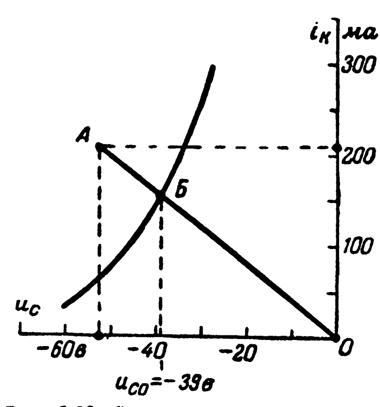


Рис. 6-20. Определение напряжения смещения на управляющих сетках каскада, работающего в режиме В с катодным смещением.

Следовательно, в рассчитанном каскаде применить катодное смещение нельзя и для подачи отрицательного смещения на управляющие сетки ламп придется применить специальный выпрямитель с напряжением 52 *в*, нагруженный током около 0,1 $I_{а.ср}=0{,}1\cdot 175\approx 18$ *ма*.

Ввиду больших изменений тока экранирующих сеток в режиме покоя и при полном сигнале (3 и 16,5 *ма*) подача напряжения на них от источника анодного питания каскада через гасящее сопротивление совершенно недопустима; для этой цели следует использовать выпрямитель с напряжением 250 *в*, питающий анодные цепи каскадов предварительного усиления.

Расчет каскада с транзисторами

Максимальное значение тока выходной цепи $I'_{макс}$ и сопротивление нагрузки плеча $R_{\sim п}$ транзисторного каскада, работающего в режиме В, можно найти по известным $P_{\sim}$ и $U_{вых\,m}$ из соотношений:

$$I'_{макс}=\frac{2P_{\sim}}{U_{вых\,m}};\quad R_{\sim п}=\frac{U_{вых\,m}}{I_{вых\,m}}. \qquad (6\text{-}31)$$

Значение $U_{вых\,m}$ при включении с общей базой можно считать равным напряжению питания коллекторной цепи $U_{к0}$; при включении с общим эмиттером и общим коллектором $U_{вых\,m}$ меньше напряжения питания выходной цепи на величину остаточного напряжения $U_{ост}$, которое можно приближенно оценить по выходным характеристикам транзистора для включения с общим эмиттером (рис. 6-21).

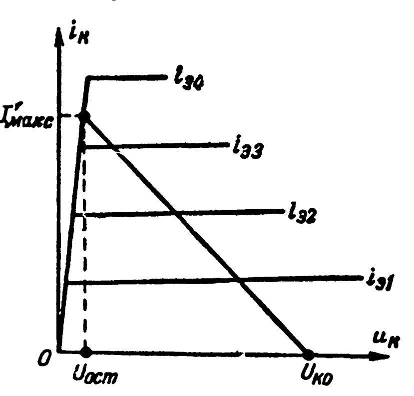


Рис. 6-21. К расчету транзисторного каскада мощного усиления в режиме В.

Напряжение питания выходной цепи в режиме В желательно брать возможно более высоким для уменьшения входной мощности сигнала и снижения коэффициента гармоник, но не выше 0,4—0,5 максимально допустимого напряжения между выходными электродами для примененного способа включения во избежание пробоя транзисторов.

Способ включения транзисторов в каскаде выбирают в соответствии со сказанным на стр. 79—82 и 181. При этом

следует иметь в виду, что коэффициент гармоник при полном использовании транзистора получается в режиме В выше, чем в режиме А; особенно сильно возрастает коэффициент гармоник в режиме В при включении с общим эмиттером, достигая иногда десятков процентов, что в некоторых случаях заставляет отказываться от этого способа включения.

Так как коэффициент использования напряжения питания в транзисторном каскаде обычно больше 0,637, выделяющуюся на коллекторе мощность рассчитывают для амплитуды сигнала, соответствующей $\xi=0{,}637$; сложив эту мощность с мощностью, выделяемой в цепи эмиттера, на суммарную мощность рассчитывают теплоотвод или радиатор, как показано на стр. 189.

При слабых сигналах и невысоком выходном сопротивлении предыдущего каскада нижний загиб статической входной характеристики транзистора в режиме В приводит к появлению больших нелинейных искажений (рис. 6-15). Поэтому в транзисторных каскадах, работающих в режиме В при изменяющейся амплитуде сигнала, необходимо подавать во входную цепь небольшое напряжение смещения, при котором крутизна входной характеристики в точке покоя оказывается равной 0,4—0,5 крутизны ее линейной части. Для германиевых транзисторов необходимое смещение обычно лежит в пределах 0,1—0,2 *в*; для кремниевых транзисторов оно немного выше. Смещение целесообразно подавать от общего источника питания через делитель напряжения с достаточно малым сопротивлением.

Пример 6-6. Рассчитаем транзисторный каскад мощного усиления в режиме В с отдаваемой в нагрузку мощностью 20 *вт* для усиления радиовещательной передачи и коэффициентом гармоник не выше 6%. Источником питания каскада является аккумулятор с минимальным напряжением $E_к=22$ *в* или выпрямитель с таким же напряжением; наивысшая температура окружающей транзистор среды не превосходит 50° С. Характеристики каскада должны возможно меньше изменяться при замене транзисторов.

При к. п. д. выходного транзистора для мощности 20 *вт* $\eta_{тр}=0{,}85$ отдаваемая каскадом мощность должна быть равна 23,5 *вт*. Такую мощность при напряжении питания 22 *в* могут отдать в режиме В два транзистора типа П4. Для обеспечения поставленных условий по коэффициенту гармоник и малому изменению свойств каскада при замене транзисторов останавливаемся на включении с общей базой; при таком включении транзисторы типа П4 имеют максимальное напряжение коллектор — база от 60 до 70 *в*, а следовательно, напряжение питания 22 *в* для них вполне допустимо.

Пренебрегая падением напряжения от тока покоя на первичной обмотке выходного трансформатора ввиду его малого значения для

включения с общей базой получим, что $U_{вых m} = U_{кm} \approx E_к = 22$ *в* Отсюда максимальная амплитуда тока сигнала в цепи коллектора и сопротивление нагрузки плеча будут равны:

$$I'_{макс} = \frac{2P_\sim}{U_{кm}} = \frac{2\ 23,5}{22} = 2,14\ а;$$

$$R_{к\sim п} = \frac{U_{кm}}{I'_{макс}} = \frac{22}{2,14} = 10,3\ ом.$$

Максимальное значение тока цепи коллектора получилось для транзистора П4 меньше допустимого тока 5 *а*, что не вызывает возражений, при изменяющейся амплитуде сигнала выделяющаяся на коллекторе мощность будет максимальна при $\xi = 0,637$, что соответствует амплитуде тока коллектора $2,14 \cdot 0,637 = 1,36$ *а*. При этом $P_к$ для каждого из транзисторов составит:

$$P_к = 0,318 I'_{макс} U_{к0} - 0,25 I'^2_{макс} R_{к\sim п} =$$

$$= 0,318 \cdot 1,36 \cdot 22 - 0,25 \cdot 1,36^2 \cdot 10,3 = 4,76\ вт.$$

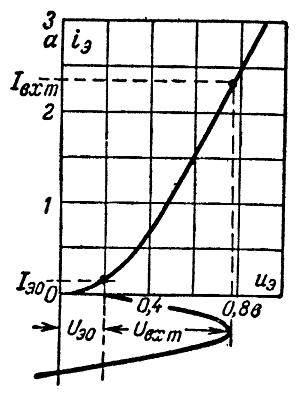


Рис. 6-22. Статическая входная характеристика транзистора П4 к примеру расчета 6-6.

По статической входной характеристике транзистора П4 для включения с общей базой, изображенной на рис. 6-22, видно, что для устранения нелинейных искажений при слабых сигналах на эмиттер следует подать смещение примерно +0,2 *в*, что даст ток покоя эмиттера около 0,15 *а*. При значении α порядка 0,9 амплитуда входного тока сигнала составит $\frac{2,14}{0,9} = 2,38\ а$; амплитуда входного напряжения сигнала $U_{вхm}$, как видно из рис. 6-22, будет равна 0,58 *в*. Необходимая входная мощность сигнала, которую должен обеспечить предыдущий каскад, составит

$$P_{вх} = 0,5 I_{вхm} U_{вхm} = 0,5 \cdot 2,38 \cdot 0,58 = 0,69\ вт.$$

Учитывая, что входное сопротивление транзистора может оказаться выше номинального, определяемого характеристикой на рис. 6-22, предыдущий каскад следует рассчитать на мощность больше найденной, например на 1 *вт*, и на выходное напряжение $0,58 \cdot \frac{1}{0,69} = 0,84$ *в*.

При входном сигнале, соответствующем $\xi = 0,637$, амплитуда входного тока сигнала составит $2,34 \cdot 0,637 = 1,49$ *а*, что соответствует по характеристике на рис. 6-22 амплитуде входного напряжения сигнала 0,39 *в*. При этом выделяемая в цепи эмиттера мощность ориентировочно (без учета смещения) окажется равной:

$$P_э \approx 0,5 \cdot 1,49 \cdot 0,39 = 0,29\ вт,$$

что вместе с выделяемой на коллекторе мощностью составит 5,05 *вт*, из расчета которых и должен конструироваться радиатор для каждого из транзисторов. При максимально допустимой температуре коллекторного перехода транзистора П4 в 90° С и его тепловом сопротивлении 2° С/*вт* расчет минимально допустимой поверхности охлаждения радиатора, проведенный так же, как на стр. 189, дает $S_{охл} \approx 330$ *см²* для каждого транзистора.

Расчет коэффициента гармоник каскада производят тем же методом, что и в примере 6-5, но ток I'_1, соответствующий половине амплитуды сигнала, находят по сквозной динамической характеристике, построенной для сопротивления источника сигнала $R_и$, равного выходному сопротивлению предыдущего каскада, приведенному к половине вторичной обмотки входного трансформатора рассчитываемого каскада. Так, при $R_и = 2$ *ом* и коэффициенте асимметрии плеч $b = 0{,}06$ расчет дает значение $k_г \approx 4\%$, что по условию допустимо.

Расчет лампового каскада с токами сетки

Как указывалось на стр. 74—75, в ламповых каскадах большой мощности экономически выгодно работать в режиме В с токами сетки. При этом можно использовать все виды электронных ламп — триоды с малым и большим μ, тетроды, пентоды.

При работе с токами сетки максимальное значение анодного тока $I'_{макс}$ уже не ограничивается характеристикой лампы для $u_с = 0$, что позволяет увеличить $I'_{макс}$ и снизить напряжение источника анодного питании. Допустимое значение $I'_{макс}$ при работе с токами сетки составляет примерно 0,7—0,8 от тока насыщения катода I_s, всегда указываемого в справочных данных мощных ламп.

При положительных напряжениях на сетке форма анодных характеристик триода не отличается от формы характеристик экранированной лампы, а поэтому метод расчета каскада с токами сетки одинаков для всех видов электронных ламп.

Подобрав для каскада по формуле (6-30) ориентировочно подходящие по мощности триоды или экранированные лампы, на вертикальной оси семейства анодных характеристик отмечают допустимое значение $I'_{макс}$, проводят через отметку горизонтальную прямую и находят статическую характеристику $u_{с.макс}$, которую проведенная прямая пересекает на середине или немного ниже середины сгиба (рис. 6-23). Точка пересечения прямой и этой характеристики (точка *А* на рис. 6-23) будет верхней точкой нагрузочной прямой плеча. Отметив на горизонтальной оси семейства напряжение источника анодного

питания U_{a0}, которое берут порядка 0,7 от максимально допустимого для выбранной лампы или выше, проводят через точки A и U_{a0} нагрузочную прямую. Сопротивление нагрузки плеча $R_{a\sim п}$ находят, разделив U_{a0} на ток i, отсекаемый на вертикальной оси продолжением нагрузочной прямой.

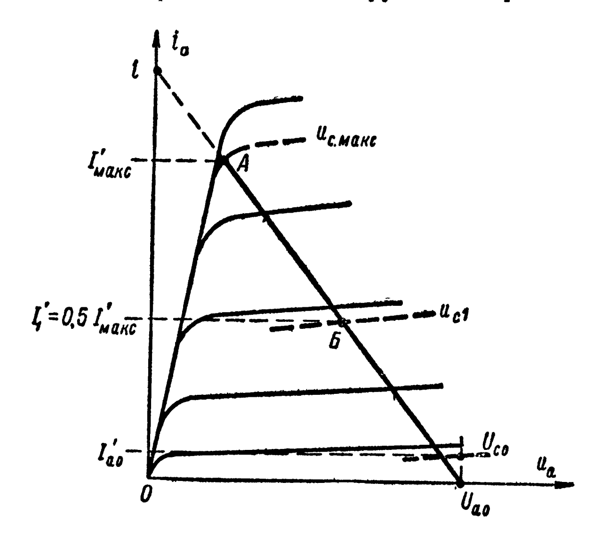


Рис. 6-23. К расчету каскада мощного усиления в режиме В с токами сетки.

Взяв $I'_1=0,5I'_{макс}$ для устранения вносимой каскадом третьей гармоники, отмечают значение I'_1 на нагрузочной прямой (точка $Б$) и находят напряжение на управляющей сетке u_{c1}, соответствующее этой точке. Необходимую амплитуду напряжения сигнала на управляющей сетке U_{cm} и напряжение отрицательного смещения на ней U_{c0} рассчитывают по формулам:

$$U_{cm}=2\,(u_{с.макс}-u_{c1});$$

$$U_{c0}=u_{с.макс}-U_{cm}=2u_{c1}-u_{с.макс}, \qquad (6\text{-}32)$$

после чего находят точку покоя, соответствующую напряжению на аноде U_{a0} и напряжению на сетке U_{c0}, определяющую ток покоя плеча I'_{a0}.

При работе с токами сетки остаточное напряжение на аноде соответствующее точке A нагрузочной прямой, при триодах получается столь же малым, как и при экранированных лампах; коэффициент использования анодного напряжения ξ при максимальном сигнале в обоих случаях достигает 0,8—0,9. Поэтому к. п. д. анодной цепи каскада с триодами, работающими с токами сетки в режиме В, достигает 0,65—0,7, как и каскада с экранированными лампами, работающего в режиме В без токов сетки. При экранированных лампах работа с токами сетки не повышает к. п. д. анодной цепи, а лишь дает возможность снизить напряжение источника анодного питания.

При использовании в каскаде, работающем с токами сетки, генераторных триодов (триодов с большим μ, называемых также правыми триодами) найденная указанным выше образом точка покоя оказывается расположенной на нулевой характеристике лампы (характеристике для $u_c=0$) или очень близко к ней. В этом случае можно не подавать на сетку отрицательное смещение, исключив источник смещения, что является преимуществом правых триодов в таком каскаде. Триоды с малым μ (левые, или модуляторные, триоды) и экранированные лампы требуют отрицательного смещения на сетке.

Дальнейший расчет каскада с токами сетки не отличается от расчета каскада с экранированными лампами в режиме В без токов сетки. Выпрямитель смещения такого каскада (если он есть) должен иметь невысокое внутреннее сопротивление и быть нагруженным током порядка 0,3—0,5 от среднего значения анодного тока каскада при максимальном расчетном сигнале.

6-4. ПРЕДМОЩНЫЕ КАСКАДЫ

Назначение и предъявляемые требования

Предмощным каскадом назовем каскад, подающий сигнал на каскад мощного усиления, работающий с токами сетки; к нему предъявляются особые требования.

В момент прохождения сеточного тока в цепи сетки лампы мощного каскада он нагружает предыдущий каскад, вследствие чего выходное напряжение последнего падает на величину, равную произведению мгновенного значения тока сетки i_c на выходное сопротивление $R_{вых}$ предыдущего каскада. Так как сеточный ток связан с напряжением на сетке нелинейной зависимостью и протекает

лишь часть периода, форма напряжения сигнала на сетке лампы следующего каскада от влияния сеточных токов искажается (рис. 6-24).

Поэтому при работе каскада мощного усиления с токами сетки выходное сопротивление предмощного каскада вызывает в цепи сетки лампы мощного каскада появление дополнительных нелинейных искажений, увеличивающих коэффициент гармоник усилителя.

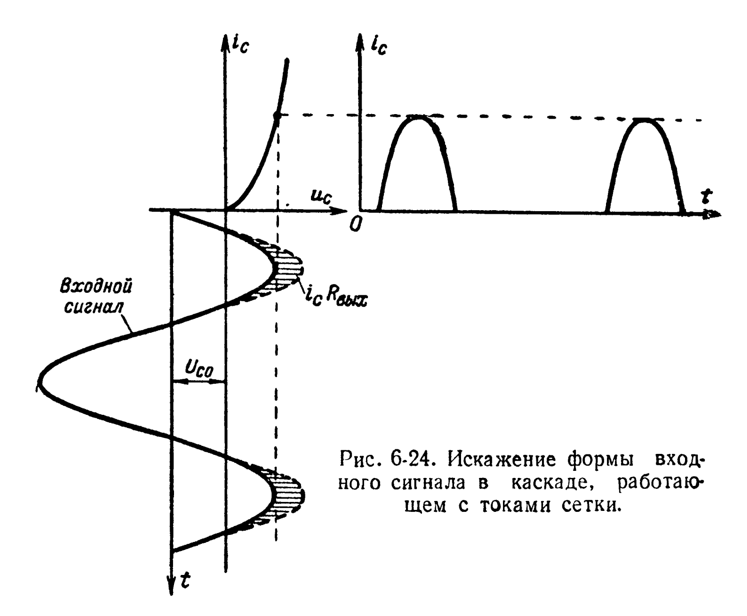


Рис. 6-24. Искажение формы входного сигнала в каскаде, работающем с токами сетки.

Для того чтобы эти дополнительные нелинейные искажения были незначительны, выходное сопротивление предмощного каскада должно быть во много раз меньше сопротивления сетка — катод лампы мощного каскада в момент прохождения сеточного тока. Кроме того цепь сетки мощного каскада должна иметь малое сопротивление постоянному току, так как иначе сеточные токи создадут значительное дополнительное отрицательное смещение на сетке лампы мощного каскада.

Если выходное сопротивление предмощного каскада переменному току не превышает 0,2—0,3 величины сопротивления сетка — катод лампы мощного каскада $R_{с\,к}$, коэффициент гармоник от влияния токов сетки обычно возрастает не более чем на 2—3%. Это является вполне приемле-

мым для усилителей большой мощности, так как их коэффициент гармоник может быть снижен до нужного значения применением отрицательной обратной связи.

Значение $R_{с.к}$ мощного каскада, работающего с токами сетки, находят следующим образом. Определив для верхней точки нагрузочной прямой значение анодного напряжения $u_{а.мин}$, по семейству статических характеристик тока управляющей сетки для различных напряжений на аноде находят максимальное значение сеточного тока I_{cm}, соответствующее напряжению на аноде $u_{а.мин}$ и напряжению на управляющей сетке $u_{с.макс}$. Значение $R_{с.к}$ находят, поделив максимальную расчетную амплитуду сигнала на сетке U_{cm} на I_{cm}:

$$R_{с.к} \approx \frac{U_{cm}}{I_{cm}}. \qquad (6\text{-}33)$$

Схемы предмощных каскадов и основы их расчета

Указанным выше требованиям удовлетворяют несколько схем, две из которых — трансформаторная схема и дроссельная схема с катодным выходом — являются наиболее употребительными.

Трансформаторный предмощный каскад (рис. 6-25) одновременно является инверсным. Для быстрого гашения

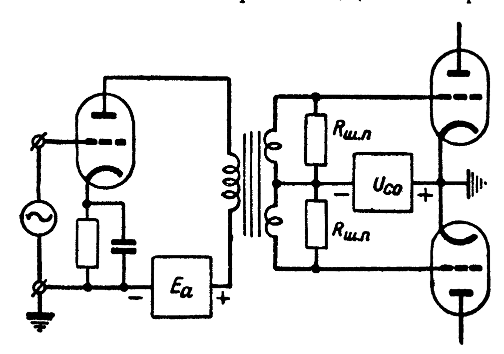


Рис. 6-25. Схема трансформаторного предмощного каскада.

нестационарных процессов, возникающих в трансформаторе от прохождения через его вторичную обмотку импульсов сеточного тока и искажающих форму сигнала, половины вторичной обмотки шунтируют сопротивлениями $R_{ш.п}$, рассчитанными по формуле (5-24) и обеспечивающими ак-

тивность нагрузки трансформатора. Для этой же цели индуктивность рассеяния трансформатора, особенно индуктивность рассеяния между половинами его вторичной обмотки, должна быть возможно малой.

При использовании в трансформаторном предмощном каскаде триода, что обычно и имеет место, коэффициент трансформации его трансформатора $n_п$, равный отношению числа витков половины вторичной обмотки к числу витков первичной, находят, исходя из допустимого выходного сопротивления по формуле

$$n_п = \frac{w_{2п}}{w_1} = \sqrt{\frac{0{,}3R_{с.к} - r_{2п}}{R_i + r_1}}; \qquad (6\text{-}34)$$

где $r_{2п}$ — омическое сопротивление половины вторичной обмотки;

r_1 — омическое сопротивление первичной обмотки;

R_i — внутреннее сопротивление триода предмощного каскада в точке покоя.

Для получения достаточного коэффициента трансформации омическое сопротивление обмоток должно быть малым, что заставляет выбирать к. п. д трансформатора предмощного каскада очень высоким (порядка 0,9 и выше) и приводит к его большим размерам и стоимости.

Коэффициент усиления трансформаторного предмощного каскада с триодом определяют по выражению

$$K_{ср} = \mu n_п \frac{R_п}{R_i n_п^2 + r_1 n_п^2 + r_{2п} + R_п}, \qquad (6\text{-}35)$$

где $R_п = \dfrac{R_{ш.п} R_{с.к}}{R_{ш.п} + 2R_{с.к}}$;

μ и R_i — параметры триода;

$R_{ш.п}$ — сопротивление шунта на половине вторичной обмотки.

В рассматриваемом каскаде может быть использована и экранированная лампа (тетрод или пентод); в этом случае первичную обмотку трансформатора шунтируют сопротивлением R_1 такой величины, чтобы суммарное сопротивление нагрузки оказалось оптимальным с точки зрения отдаваемой лампой мощности. При экранированной лампе $n_п$ и $K_{ср}$ находят по формулам (6-34) и (6-35), заменив в них R_i на R_1 и μ на SR_1, где S — крутизна анодного тока примененной лампы в точке покоя.

Напряжение отрицательного смещения на сетке предмощного каскада берут, как и в обычном каскаде предварительного усиления, на 0,5—1 *в* больше максимальной расчетной амплитуды сигнала; если при этом положение точки покоя не обеспечивает работы предмощного каскада в режиме А, то заменяют лампу на более мощную.

Трансформаторный предмощный каскад из-за вносимых им дополнительных искажений от нестационарных процес-

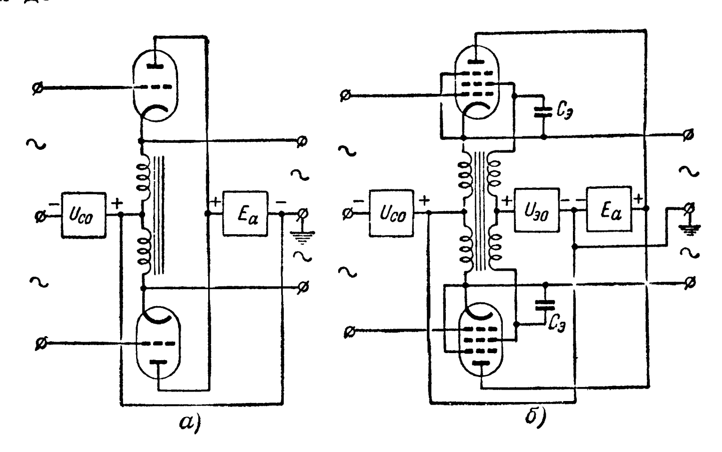


Рис. 6-26. Схемы дроссельных предмощных каскадов с катодным выходом

а — с триодами; *б* — с экранированными лампами.

сов в трансформаторе и трудности охвата отрицательной обратной связью применяется лишь в усилителях небольшой мощности невысокого качества, где обратная связь имеет небольшую глубину или вовсе отсутствует.

В высококачественных усилителях большой мощности, работающих с токами сетки и имеющих глубокую отрицательную обратную связь для снижения искажений и помех, применяют дроссельный предмощный каскад с катодным выходом (рис. 6-26), не имеющий недостатков трансформаторного каскада. Такой каскад является двухтактным и может работать как в режиме А, так и в режиме В, но требует подачи на вход симметричного относительно общего провода напряжения сигнала большой величины, так как его коэффициент усиления, как и коэффициент усиления обычного катодного повторителя, оказывается немного меньше единицы.

В дроссельном предмощном каскаде могут применяться как триоды (рис. 6-26,*а*), так и экранированные лампы (рис. 6-26,*б*). Выходное сопротивление плеча такого каскада равно примерно $1/S_к$, где $S_к$ — крутизна катодного тока каждой из ламп и может быть порядка 100 *ом* и ниже; при таком малом выходном сопротивлении дополнительные нелинейные искажения от токов сетки получаются незначительными.

Лампы для дроссельного предмощного каскада выбирают такие, которые могут при работе без токов сетки обеспечить импульс анодного тока, в 1,5—2 раза превышающий максимальное расчетное значение импульса сеточного тока плеча мощного каскада. Напряжение источника питания анодной цепи предмощного каскада берут таким, чтобы каскад мог отдать амплитуду переменной составляющей выходного напряжения немного больше максимальной расчетной амплитуды напряжения сигнала на управляющих сетках мощного каскада.

Индуктивность катодного дросселя $L_к$ рассчитывают, исходя из допустимой величины его тока намагничивания на низшей рабочей частоте $f_н$, что приводит к выражению

$$L_к \geqslant \frac{U_{cm}}{(2 \div 3) f_н I_{cm}}, \qquad (6\text{-}36)$$

где U_{cm} — максимальная расчетная амплитуда напряжения сигнала на управляющей сетке мощного каскада;

I_{cm} — максимальная расчетная амплитуда сеточного тока его плеча.

При такой индуктивности катодного дросселя вносимые каскадом в полосе рабочих частот частотные искажения и фазовые сдвиги оказываются ничтожными вследствие низкого выходного сопротивления каскада и могут при расчете усилителя не учитываться.

При использовании в дроссельном предмощном каскаде с катодным выходом экранированных ламп не в триодном соединении (рис. 6-26,*б*) для уничтожения потенциала сигнала между экранирующей сеткой и катодом положительное напряжение на экранирующие сетки подают через симметричную дополнительную обмотку на катодном дросселе, имеющую то же число витков, что и катодная обмотка, и намотанную в том же направлении. Для того чтобы цепь экранирующих сеток не ухудшала частотной и фазовой характеристик каскада, экранирующие сетки соединяют с катодами через конденсаторы большей емкости $C_э$

(порядка 0,1—1 *мкф*). Вместо дополнительной обмотки на дросселе для подачи напряжения на экранирующие сетки можно использовать два гасящих сопротивления $R_э$, но при этом для получения тех же характеристик каскада на нижних частотах емкость конденсаторов $C_э$ придется увеличить.

6-5. СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ КАСКАДОВ МОЩНОГО УСИЛЕНИЯ

Кроме обычных схем каскадов мощного усиления, в усилителях находят применение специальные схемы, обладающие особыми свойствами. Рассмотрим несколько наиболее употребительных схем такого типа.

Ультралинейный каскад

Ультралинейным каскадом называют двухтактный трансформаторный каскад мощного усиления с экранированными лампами, у которого экранирующие сетки ламп присоединены к отводам от определенного числа витков на первичной обмотке трансформатора (рис. 6-27).

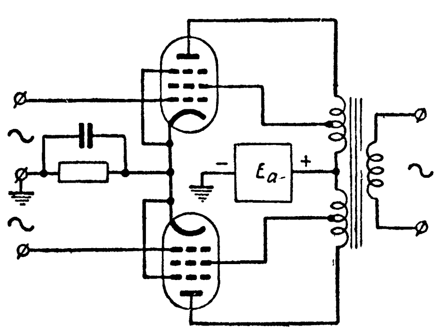


Рис. 6-27. Схема ультралинейного каскада.

При соединении экранирующих сеток с крайними концами первичной обмотки или, что то же самое, с анодами ламп каскад с экранированными лампами приобретает свойства триодного каскада с его свойствами — низким выходным сопротивлением, хорошо демпфирующим подвижную систему электродинамического громкоговорителя, малым коэффициентом гармоник, низким к. п. д. и большим напряжением входного сигнала. При соединении экранирующих сеток с средними концами первичной обмотки (средней точкой) каскад приобретает обычные свойства каскада с экранированными лампами — высокое выходное сопротивление, большой коэффициент гармоник, высокий к. п. д., малое входное напряжение сигнала. Подключив экранирующие сетки к определенным промежуточным точкам первичной обмотки, можно получить каскад со свой-

ствами, промежуточными между свойствами каскада с триодами и каскада с экранированными лампами; такой каскад при правильно подобранных отводах от первичной обмотки имеет выходную мощность и к. п. д. лишь немного меньше, чем у каскада с экранированными лампами, а коэффициент гармоник и выходное сопротивление получаются почти столь же низкими, как у каскада с триодами. Особенно сильно коэффициент гармоник снижается в ультралинейном каскаде при работе его в режиме В, который здесь обычно и используют.

Необходимым условием получения от ультралинейного каскада хороших показателей, в особенности при работе в режиме В, является высокое качество выходного трансформатора. При конструировании последнего необходимо обращать особое внимание на максимальное снижение индуктивности рассеяния и собственной емкости трансформатора.

Наивыгоднейшее место отводов от первичной обмотки, к которым присоединяют экранирующие сетки, зависит от типа применяемых ламп и находится экспериментально. Так, например, для ламп типов 6П1П и 6П6С отвод делают от 0,22 $w_{1п}$, считая от средней точки; для ламп типов 6П14П и 6П3С — от 0,43 $w_{1п}$, где $w_{1п}$ — число витков половины первичной обмотки трансформатора [1].

Сопротивление анодной нагрузки плеча ультралинейного каскада можно выбирать так же, как для обычного двухтактного каскада с экранированными лампами; коэффициент трансформации выходного трансформатора находят так же, как для обычного двухтактного каскада. При конструировании трансформатора уделяют большое внимание уменьшению индуктивности рассеяния как между половинами первичной обмотки, так и между первичной и вторичной обмотками.

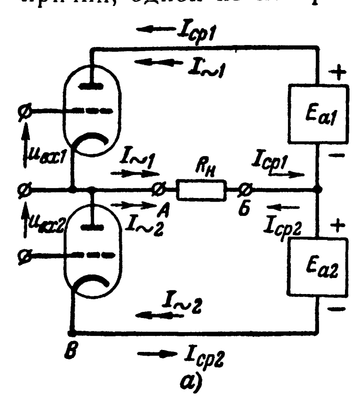
Бестрансформаторные каскады

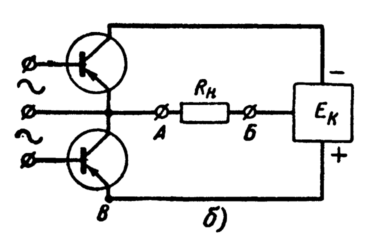
Включение нагрузки непосредственно в выходную цепь усилительного элемента без выходного трансформатора позволяет устранить вносимые трансформатором частотные, фазовые, переходные и нелинейные искажения, снизить размеры, вес и стоимость каскада и избавиться от до-

[1] Более подробно об этом см. в брошюре В. К. Лабутина «Новое в технике высококачественного усиления», стр. 44, Госэнергоиздат, 1957.

полнительных искажений из-за отсечки тока выходной цепи в режиме В.

Однако в обычных схемах непосредственное включение нагрузки, как правило, оказывается невозможным по ряду причин, одной из которых является прохождение через нагрузку постоянной составляющей выходного тока усилительных элементов, в большинстве случаев недопустимое для нагрузки и снижающее к. п. д. каскада вследствие потерь мощности от постоянной составляющей тока в сопротивлении нагрузки. Кроме того, при непосредственном включении нагрузки отсутствует возможность трансформации ее сопротивления, и для получения высокого к. п. д. каскада и хорошего использования усилительных элементов нагрузку приходится брать с сопротивлением, оптимальным для усилительных элементов (специальные громкоговорители с повышенным сопротивлением и т. п.).





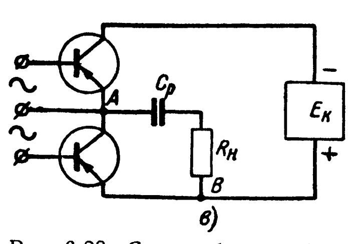


Рис. 6-28. Схемы бестрансформаторных двухтактных каскадов с несимметричным выходом.
а—с электронными лампами и двумя источниками анодного питания; *б*—с транзисторами и одним источником коллекторного питания со средней точкой, *в* — то же с источником питания без средней точки, но с разделительным конденсатором.

Прохождение постоянной составляющей тока через нагрузку и обусловленное этим снижение к. п. д. устраняется в бестрансформаторном двухтактном каскаде с несимметричным выходом, три варианта схемы которого даны на рис. 6-28; для упрощения здесь не показаны цепи подачи смещения на управляющие электроды усилительных элементов.

В варианте на рис. 6-28,*а* питание выходных цепей каскада производится от двух одинаковых источников пита-

ния, соединенных последовательно, или от одного источника с средней точкой. Здесь через нагрузку $R_н$, включенную в средний провод источника питания, не проходит постоянная составляющая тока, так как постоянные составляющие токов питания плеч $I_{ср1}$ и $I_{ср2}$, равные по величине, в этом проводе направлены в противоположные стороны, а поэтому компенсируются. Переменные же составляющие токов плеч $I_{\sim1}$ и $I_{\sim2}$ проходят через нагрузку в одном направлении, а поэтому складываются. Симметричное напряжение сигнала на вход каскада подают, как и при обычной двухтактной схеме, от трансформаторного или бестрансформаторного инверсного каскада.

Нетрудно видеть, что в рассматриваемом каскаде усилительные элементы по отношению к источнику питания (т. е. по постоянному току) включены последовательно, а по отношению к нагрузке (или по переменному току) — параллельно; последнее снижает расчетную величину сопротивления нагрузки и приближает ее к сопротивлению обычных электродинамических громкоговорителей.

Такой каскад может работать как в режиме А, так и в режиме В; для него пригодны как электронные лампы любых типов, так и транзисторы. При использовании транзисторов каскад упрощается, так как при этом отпадает надобность в отдельных обмотках накала для ламп в различных плечах, катоды которых находятся под неодинаковым потенциалом относительно общего провода схемы. Кроме того, при транзисторах нередко удается так подобрать напряжение питания и режим работы каскада, что обычная нагрузка оказывается оптимальной, что повышает отдаваемую каскадом мощность и его к. п. д.

При использовании в каскаде по схеме на рис. 6-28,*а* электронных ламп оптимальное сопротивление нагрузки оказывается во много раз выше сопротивления звуковой катушки обычного электродинамического громкоговорителя и бестрансформаторный каскад работает хорошо лишь на специальный громкоговоритель с повышенным сопротивлением. Если такого громкоговорителя нет, можно использовать обычный низкоомный громкоговоритель, включив его к точкам *А* и *Б* не непосредственно, а через трансформатор с необходимым коэффициентом трансформации. В этом случае каскад, разумеется, будет уже не бестрансформаторным, но трансформатор будет обычным, без отвода от средней точки первичной обмотки и без постоянного подмагничивания сердечника. При работе такого каска-

да в режиме В, несмотря на присутствие трансформатора, искажения, вызываемые отсечкой тока в выходной цепи, отсутствуют, так как в обмотках трансформатора отсечки тока нет.

Для питания бестрансформаторного двухтактного каскада можно использовать и один источник, не имеющий средней точки (рис. 6-28,*в*); в этом случае нагрузку $R_н$ подключают параллельно нижнему усилительному элементу через разделительный конденсатор $C_р$ большой емкости, сопротивление которого на низшей рабочей частоте мало по сравнению с сопротивлением нагрузки.

Еще более простым в выполнении при сохранении основных достоинств двухтактной схемы является **бестрансформаторный двухтактный каскад с несимметричными входом и выходом**, принцип устройства которого показан на рис. 6-29; цепи подачи смещения для упрощения схемы здесь также не показаны. В плечах такого каскада используют транзисторы с противоположным характером проводимости — в одном плече транзистор типа *p-n-p*, а в другом — транзистор типа *n-p-n*. Эти транзисторы должны иметь одинаковые параметры и характеристики. Питание выходных цепей каскада, как и схемы на рис. 6-28, можно производить от двух последовательно соединенных источников, одного источника со средней точкой или одного источника без средней точки.

В двухтактном каскаде с несимметричными входом и выходом, как и в каскаде с несимметричным выходом, транзисторы по постоянному току оказываются включенными последовательно, а по переменному току — параллельно Но ввиду того, что транзисторы в плечах каскада имеют противоположный характер проводимости, а поэтому и противоположную полярность питающего напряжения, при подведении одного и того же напряжения сигнала к управляющим электродам обоих плеч ток в одном плече растет, а в другом падает, в результате чего схема работает как двухтактная при подведении к входу обычного несимметричного напряжения сигнала, не нуждаясь в инверсном каскаде.

Способ включения транзисторов в бестрансформаторных двухтактных каскадах выбирают на основании изложенного на стр. 181; электронные лампы, как и в других схемах каскадов мощного усиления, обычно включают с общим катодом. Общий провод предварительных каскадов, а также и инверсного, можно подключить как к точке *А*,

так и к точке B (рис. 6-28, 6-29). При подключении общего провода к точке A для питания предыдущих каскадов используется лишь половина напряжения питания мощного каскада и на них поступает выходное напряжение сигнала последнего, которое приходится отфильтровывать.

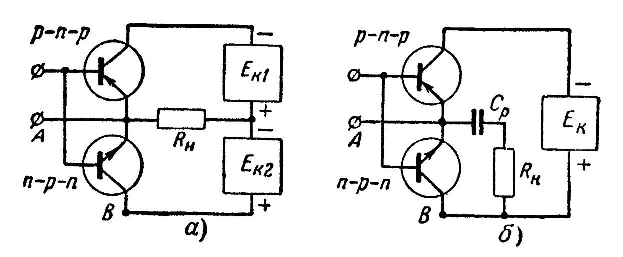


Рис. 6-29. Схемы бестрансформаторных двухтактных каскадов с несимметричными входом и выходом.

а — с двумя источниками коллекторного питания; *б* — с одним источником питания и разделительным конденсатором.

При подключении общего провода предварительных каскадов к точке B для питания предыдущих каскадов можно использовать все напряжение питания мощного каскада, но точка A оказывается под выходным напряжением сигнала последнего, что увеличивает необходимое входное напряжение.

Глава седьмая

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

7-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

Обратной связью называют связь между электрическими цепями, при которой энергия сигнала передается в направлении, обратном нормальному (рис. 7-1), например из выходной цепи усилителя во входную, из последующих каскадов в предыдущие и т. п.

На рис. 7-1 и далее через K обозначен коэффициент усиления усилителя, охватываемого обратной связью, равный отношению его выходного $U_{вых}$ и входного $U_{вх}$ напряжений, и через β — коэффициент передачи напряжения цепи обратной связи, равный отношению напряжения на выходе этой цепи $U_{св}$ к напряжению на ее входе $U_{вых}$:

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}; \quad \beta = \frac{U_{св}}{U_{вых}}. \qquad (7\text{-}1)$$

Обратная связь изменяет свойства и характеристики усилителя, а поэтому ее нередко вводят в усилитель для изменения его свойств в нужном направлении. Однако введение обратной связи удорожает усилитель и усложняет его расчет и наладку, а поэтому вводить обратную связь без надобности не следует.

В усилительной схеме всегда имеет место передача энергии сигнала из последующих цепей в предыдущие через так называемые паразитные связи между цепями (гальванические, индуктивные, емкостные и др.). Обратную связь, обусловленную паразитными связями, называют паразитной обратной связью.

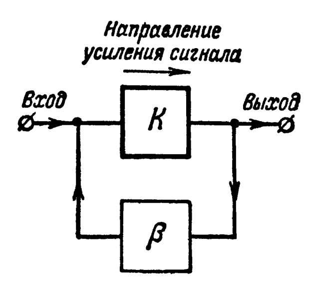


Рис. 7-1. Схема обратной связи.

Паразитные обратные связи не всегда поддаются расчету и могут изменять свойства усилителя в нежелательную сторону, поэтому их необходимо ослаблять настолько, чтобы они практически не влияли на свойства усилителя. Меры борьбы с паразитными связями и способы их ослабления рассмотрены в гл. 9.

Цепь обратной связи вместе с частью схемы усилителя, к которой она подключена, образует замкнутую цепь, называемую петлей обратной связи. Если в усилителе имеется одна такая петля, обратную связь называют однопетлевой (рис. 7-2,*а*); если же петель несколько, связь называют многопетлевой (рис. 7-2,*б*, *в* и *г*). Если петли обратной связи не захватывают одна другую и не входят друг в друга, их называют независимыми (рис. 7-2,*б*); если же они захватывают друг друга, их называют зависимыми (рис. 7-2,*в*). Если в петле обратной связи, охватывающей весь усилитель или его часть, имеются более мелкие петли, охватывающие отдельные каскады или небольшие части усилителя, то их называют местными петлями или местными обратными связями (рис. 7-2,*г*).

Существуют различные способы подключения цепи обратной связи к выходной и входной цепям усилителя. Если цепь обратной связи подключается к выходу усилителя параллельно его нагрузке $Z_н$, то напряжение обратной связи будет прямо пропорционально напряжению на нагрузке (рис. 7-3,*а*); такую обратную связь называют об-

ратной связью по напряжению или параллельной по выходу обратной связью. Если же цепь обратной связи подключена к выходу усилителя последовательно с его нагрузкой, то напряжение обратной связи будет прямо пропорционально току в нагрузке (рис. 7-3,*б*); такую обратную связь называют обратной связью по току или последовательной по выходу обратной связью. Возможна комбинация этих про-

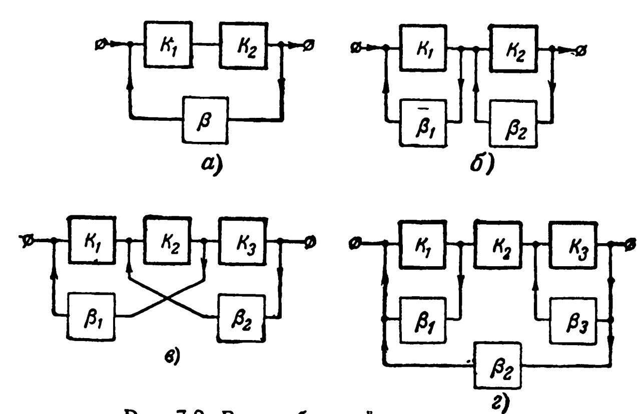


Рис. 7-2. Виды обратной связи

а—однопетлевая; *б*—двухпетлевая с независимыми петлями; *в*—то же с зависимыми петлями; *г*—многопетлевая с местными петлями

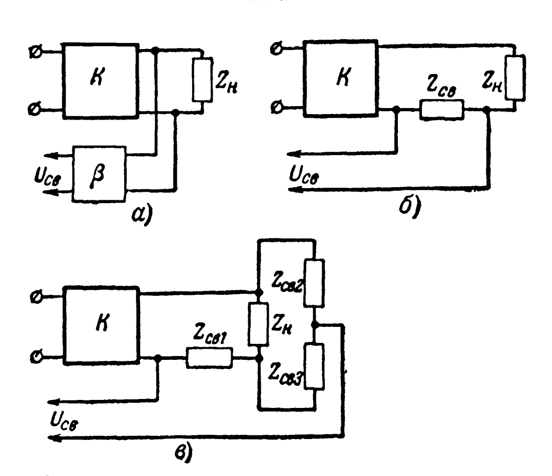


Рис. 7-3. Способы снятия обратной связи.

а— связь по напряжению, *б*—связь по току; *в*—смешанная по выходу обратная связь.

стейших способов подключения цепи обратной связи к выходу, при которой напряжение обратной связи имеет составляющую, пропорциональную напряжению на нагрузке, и составляющую, пропорциональную току в нагрузке; такая обратная связь называется мостовой по выходу или смешанной по выходу обратной связью (рис. 7-3,*в*).

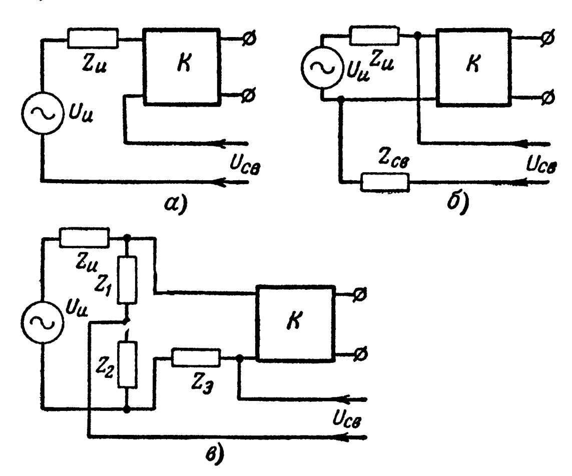


Рис. 7-4. Способы введения обратной связи.

а — последовательная обратная связь; *б* — параллельная обратная связь; *в* — смешанная по входу обратная связь.

Если цепь обратной связи подключается ко входу схемы усилителя последовательно с источником сигнала (рис. 7-4,*а*), то обратную связь называют последовательной по входу или просто последовательной обратной связью. Если же цепь обратной связи подключается ко входу параллельно источнику сигнала (рис. 7-4,*б*), то обратную связь называют параллельной по входу или просто параллельной обратной связью. При комбинированном способе подключения ко входу (рис. 7-4,*в*) обратную связь называют мостовой по входу или смешанной по входу обратной связью.

На практике цепи усилителя и цепи обратной связи нередко оказываются сложными и трудно определить, какой из типов обратной связи имеет место в рассматриваемой схеме. В этих случаях иногда может помочь следующий способ. Мысленно замкнем нагрузку усилителя; если при этом напряжение обратной связи исчезает, то в схеме имеет место обратная связь по напряжению. Если же напряжение обратной

связи исчезает не при замыкании нагрузки, а при ее обрыве, то в схеме действует обратная связь по току. Если напряжение обратной связи не исчезает ни при обрыве, ни при замыкании нагрузки, то в схеме имеет место смешанная по выходу обратная связь.

Если напряжение обратной связи перестает подаваться на вход схемы при обрыве цепи источника сигнала, то в схеме имеет место последовательная обратная связь. Если же оно перестает подаваться на вход при замыкании источника сигнала, то связь параллельная. Если напряжение обратной связи подается на вход схемы, как при обрыве цепи источника сигнала, так и при его замыкании, то в схеме действует смешанная по входу обратная связь.

Если напряжение обратной связи $U_{св}$ совпадает по фазе с напряжением источника сигнала U и имеет одинаковое с ним направление (рис. 7-5,*а*), то обратную связь называют положительной. Если же напряжение обратной связи имеет направление, противоположное направ-

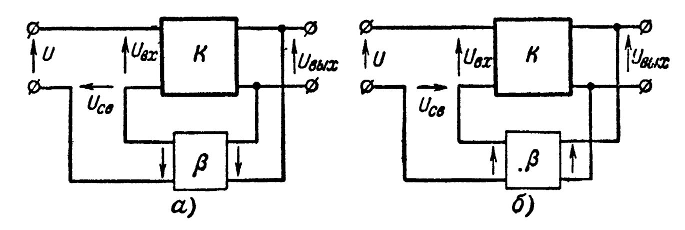


Рис. 7-5. Положительная (*а*) и отрицательная (*б*) обратная связь.

лению напряжения источника сигнала (рис. 7-5,*б*), то обратную связь называют отрицательной. При сдвиге фаз между напряжением обратной связи и напряжением источника сигнала, отличном от 0 и 180°, обратную связь называют комплексной.

Отрицательная обратная связь улучшает большинство свойств усилителя, а поэтому ее широко используют в современных усилительных устройствах.

7-2. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ

Рассмотрим влияние отрицательной и положительной обратной связи на основные свойства усилителя: коэффициент усиления, коэффициент гармоник, стабильность усиления, входное и выходное сопротивления, частотную, фазовую и переходную характеристики.

Если обозначить через $K_{св}$ коэффициент усиления усилителя с обратной связью, равный отношению выходного напряжения усилителя $U_{вых}$ к напряжению источника сиг-

нала U, то, учитывая соотношения (7-1), из рис. 7-5,б нетрудно найти, что при отрицательной обратной связи

$$K_{св}=\frac{U_{вых}}{U_{вх}+U_{св}}=\frac{K}{1+\frac{U_{св}}{U_{вх}}}=\frac{K}{1+\beta K}. \qquad (7\text{-}2)$$

Следовательно, *отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления устройства, в котором она введена*, в $1+\frac{U_{св}}{U_{вх}}$ или, что то же самое, в $1+\beta K$ раз. Величину $1+\beta K$ называют **глубиной обратной связи**.

Из рис. 7-5,а таким же образом нетрудно найти, что при положительной обратной связи $K_{св}$ определится формулой, аналогичной выражению (7-2), но знак плюс в знаменателе обратится в минус. Отсюда следует, что положительная обратная связь при $U_{св}<U_{вх}$ (или, что то же самое, при $\beta K<1$) увеличивает коэффициент усиления устройства.

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи на нелинейные искажения и помехи, вносимые усилителем. Пусть при входном напряжении $U_{вх}$ усилитель без обратной связи дает на выходе, кроме напряжения $U_{вых}$ такой же формы, как входное, еще напряжение искажений или

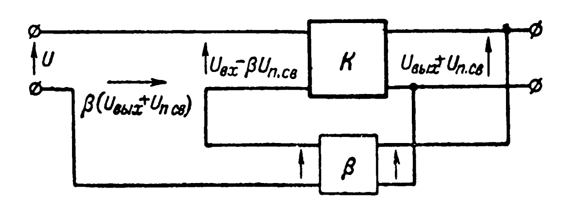


Рис. 7-6. Влияние отрицательной обратной связи на нелинейные искажения и помехи.

помех $U_п$. При введении в усилитель отрицательной обратной связи на его вход, кроме напряжения сигнала, будет подаваться с выхода напряжение искажений или помех (рис. 7-6). Изменив напряжение источника сигнала при введенной обратной связи настолько, чтобы выходное напряжение сигнала осталось прежним, получим на выходе усилителя с отрицательной обратной связью новое напряжение искажений или помех $U_{п\,св}$, равное разности напряжения $U_п$, вносимого усилителем, и напряжения

$U_{п.св}$, прошедшего через цепь обратной связи и усилитель, а следовательно, помноженного на βK:

$$U_{п.св} = U_{п} - \beta K U_{п.св}. \tag{7-3}$$

Решив уравнение (7-3) относительно $U_{п.св}$, найдем:

$$U_{п.св} = \frac{U_п}{1 + \beta K} = \frac{U_п}{1 + \frac{U_{св}}{U_{вх}}}, \tag{7-4}$$

т. е. *отрицательная обратная связь уменьшает искажения и помехи, вносимые усилителем, в $1+\beta K$ раз.* При положительной обратной связи знак плюс в знаменателе изменится на минус, и положительная обратная связь при $\beta K < 1$ будет увеличивать искажения и помехи усилителя.

Формула (7-4) справедлива для любой гармонической составляющей нелинейных искажений, вносимых усилителем, а поэтому справедлива и для его коэффициента гармоник. Следовательно, *отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент гармоник усилителя в $1+\beta K$ раз при неизменных выходном напряжении и мощности усилителя:*

$$k_{г.св} = \frac{k_г}{1 + \beta K} = \frac{k_г}{1 + \frac{U_{св}}{U_{вх}}}. \tag{7-5}$$

Вследствие снижения отрицательной обратной связью внутренних помех усилителя, фона и нелинейных искажений ее широко используют в мощных усилителях, работающих в режиме В и с токами сетки, а также в многоканальных усилителях дальней связи. Применение отрицательной обратной связи позволяет здесь получить высококачественное усиление с большим динамическим диапазоном и малыми нелинейными искажениями при высоком к. п. д. устройства. Правда, снижение усиления, вызываемое введением отрицательной связи, заставляет повышать усиление предварительного усилителя, в который для этой цели иногда приходится вводить дополнительный каскад. Однако стоимость дополнительного каскада оказывается ничтожной по сравнению с той экономией, которая получается из-за уменьшения стоимости и размеров всего устройства, улучшения его показателей и сокращения эксплуатационных расходов.

Приравняв коэффициент гармоник $k_{г.св}$ или напряжение помех $U_{п.св}$ усилителя с отрицательной обратной связью допустимому коэффициенту гармоник $k_{г.доп}$ или допустимому напряжению помех $U_{п.доп}$ и решив уравнения (7-4) и (7-5) относительно $U_{св}$, получим формулы, позволяющие рассчитать необходимое напряжение отрицатель-

ной обратной связи по известному входному напряжению усилителя без обратной связи, коэффициенту гармоник или напряжению помех без обратной связи и допустимому коэффициенту гармоник или допустимому напряжению помех:

$$U_{св}=U_{вх}\left(\frac{k_г}{k_{г.доп}}-1\right);\quad U_{св}=U_{вх}\left(\frac{U_п}{U_{п.доп}}-1\right). \tag{7-6}$$

Так, например, если коэффициент гармоник каскада мощного усиления равен 8% при расчетной выходной мощности, отдаваемой каскадом, и входном напряжении сигнала 12 *в*, а допустимое значение коэффициента гармоник составляет 3%, то в каскад необходимо ввести отрицательную обратную связь с напряжением

$$U_{св}=U_{вх}\left(\frac{k_г}{k_{г.доп}}-1\right)=12\left(\frac{8}{3}-1\right)=20\ в;$$

при этом на вход каскада с обратной связью придется подать напряжение сигнала уже не 12 *в*, а 12+20=32 *в*, которое и должен отдавать предварительный усилитель.

При работе усилителя его коэффициент усиления изменяется вследствие ряда причин. Основными из них являются: непостоянство напряжения источников питания усилителя, температуры, давления или влажности окружающей среды, старение усилительных элементов и деталей цепей межкаскадной связи. Уменьшить колебания усиления усилителя в рабочих условиях можно стабилизацией напряжений питания и температуры окружающей среды, однако эти способы сложны, дороги и неэкономичны и в ряде случаев не позволяют получить нужного постоянства усиления усилителя.

Исследования показали, что отрицательная обратная связь повышает стабильность усиления усилителя в рабочих условиях в $\left(1+\frac{U_{св}}{U_{вх}}\right)$ раз, т. е. во столько же раз, во сколько она снижает коэффициент усиления и коэффициент гармоник:

$$\nu_{св}\approx\frac{\nu}{1+\beta K}=\frac{\nu}{1+\frac{U_{св}}{U_{вх}}}, \tag{7-7}$$

где $\nu_{св}$ — относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью;

ν — относительное изменение коэффициента усиления усилителя без обратной связи в тех же условиях.

Вследствие этого отрицательная обратная связь широко используется в усилителях, коэффициент усиления которых должен мало изменяться в рабочих условиях; к таким усилителям относятся усилители, применяемые в измерительных приборах, усилители дальней связи и т. п.

Глубину отрицательной обратной связи, необходимую для получения нужной стабильности коэффициента усиления усилителя, находят на основании уравнения (7-7). Например, предположим, что при исследовании макета усилителя экспериментально найдено или теоретически рассчитано, что при возможных колебаниях напряжения питающей усилитель сети переменного тока от +5 до —10% и допустимых колебаниях температуры окружающей среды относительное изменение коэффициента усиления усилителя без обратной связи ν равно 0,2:

$$\nu = 2\frac{K_{макс} - K_{мин}}{K_{макс} + K_{мин}} = 0{,}2,$$

где $K_{макс}$ и $K_{мин}$ — максимальный и минимальный коэффициенты усиления усилителя в рабочих условиях.

Если допустимое изменение усиления усилителя составляет 0,02 (или 2%), то в него следует ввести отрицательную обратную связь, необходимую глубину которой найдем, считая $\nu_{св} = 0{,}02$ и решив уравнение (7-7) относительно $1+\beta K$ или $U_{св}$:

$$1 + \beta K \approx \frac{\nu}{\nu_{св}} = \frac{0{,}2}{0{,}02} = 10;$$

$$U_{св} = U_{вх}\left(\frac{\nu}{\nu_{св}} - 1\right) = U_{вх}\left(\frac{0{,}2}{0{,}02} - 1\right) = 9U_{вх}.$$

При введении отрицательной обратной связи для стабилизации усиления усилителя ею необходимо охватывать все каскады, так как усиление каждого из них в рабочих условиях может изменяться. При использовании же отрицательной связи для снижения коэффициента гармоник усилителя ею нередко охватывают только последний каскад, так как обычно он вносит основные нелинейные искажения.

Не нужно забывать, что в рассмотренном примере коэффициент усиления усилителя при введении обратной связи снизится в 10 раз, а поэтому усилитель должен быть спроектирован с необходимым запасом усиления.

Рассмотренные свойства отрицательной обратной связи (уменьшение усиления, помех и нелинейных искажений, повышение стабильности усиления усилителя) являются общими для всех способов снятия обратной связи с выхода усилителя и подачи ее на вход; влияние же обратной связи на входное и выходное сопротивления усилителя зависит от способа ее снятия и подачи.

Влияние отрицательной обратной связи на входное со-

противление усилителя зависит от способа ее подачи во входную цепь; при последовательной отрицательной обратной связи входное сопротивление увеличивается (рис. 7-7,*а*):

$$Z_{вх.св} = Z_{вх}(1 + \beta K) = Z_{вх}\left(1 + \frac{U_{св}}{U_{вх}}\right), \qquad (7\text{-}8)$$

а при параллельной — уменьшается (рис. 7-7,*б*):

$$Z_{вх.св} = \frac{Z_{вх} \dfrac{Z_{св}}{1 + \dfrac{U_{св}}{U_{вх}}}}{Z_{вх} + \dfrac{Z_{св}}{1 + \dfrac{U_{св}}{U_{вх}}}}, \qquad (7\text{-}9)$$

где $Z_{вх}$ — входное сопротивление усилителя без обратной связи,

$Z_{вх.св}$ — то же с обратной связью;

$Z_{св}$ — сопротивление цепи обратной связи.

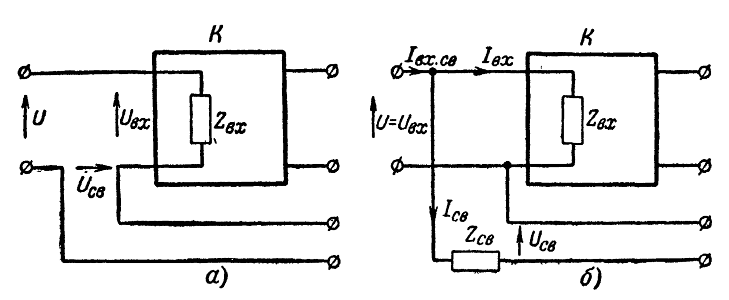


Рис. 7-7. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление усилителя.

а — при последовательной; б — при параллельной связи

Физически повышение входного сопротивления усилителя при последовательной отрицательной обратной связи объясняется тем, что в этом случае напряжение обратной связи $U_{св}$ вычитается из напряжения поступающего на вход системы сигнала U, и ко входу самого усилителя оказывается приложенным напряжение $U - U_{св}$, меньшее, чем U; в результате входной ток усилителя падает, а сопротивление входной цепи возрастает При паралельной отрицательной обратной связи параллельно входному сопротивлению усилителя $Z_{вх}$ подключается сопротивление цепи обратной связи $Z_{св}$, к которому приложено напряжение $U_{вх}+U_{св}$; в результате этого входное сопротивление усили-

теля с обратной связью падает, оказываясь равным параллельному соединению сопротивлений $Z_{вх}$ и

$$\frac{Z_{св}}{1+\frac{U_{св}}{U_{вх}}}.$$

Последовательная отрицательная обратная связь, увеличивая полное входное сопротивление усилителя $Z_{вх}$, увеличивает активную составляющую входного сопротивления в $(1+\beta K)$ раз и во столько же раз увеличивает его емкостную составляющую. В результате входная емкость усилителя при последовательной отрицательной обратной связи уменьшается, определяясь выражением

$$C_{вх.св}=\frac{C_{вх}}{1+\beta K}=\frac{C_{вх}}{1+\frac{U_{св}}{U_{вх}}}. \qquad (7\text{-}10)$$

Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление усилителя зависит от способа ее снятия с выходной цепи; при отрицательной обратной связи по напряжению выходное сопротивление падает (рис. 7-8,*а*):

$$Z_{вых.св}=\frac{Z_{вых}}{1+\frac{U_{св\ х.х}}{U_{вх}}}, \qquad (7\text{-}11)$$

а при отрицательной обратной связи по току — повышается (рис. 7-8,*б*):

$$Z_{вых.св}=Z_{вых}\left(1+\frac{U_{св.к.з}}{U_{вх}}\right), \qquad (7\text{-}12)$$

где $Z_{вых}$ — выходное сопротивление усилителя без обратной связи;

$U_{св.х.х}$ — напряжение обратной связи при холостом ходе, т. е. при отключенной от выхода усилителя нагрузке;

$U_{св.к.з}$ — напряжение обратной связи при коротком замыкании нагрузки усилителя.

Снижение отрицательной обратной связью по напряжению выходного сопротивления усилителя объясняется тем, что при возрастании сопротивления нагрузки растет выходное напряжение усилителя, а с ним и напряжение обратной связи, пропорциональное в данном случае выходному напряжению. В результате напряжение на входе усилителя, равное разности $(U - U_{св})$, падает и выходное напряжение поэтому возрастает меньше, чем при отсутствии обратной связи, что экви-

валентно снижению выходного сопротивления усилителя При связи по току возрастание сопротивления нагрузки, наоборот, приводит к уменьшению напряжения обратной связи, в результате чего выходное напряжение растет больше, чем без обратной связи, а это эквивалентно повышению выходного сопротивления усилителя

Вследствие своей способности уменьшать выходное сопротивление усилителя отрицательная обратная связь по напряжению применяется в мощных радиовещательных усилителях, работающих на трансляционную сеть, а также в усилителях с высоким выходным сопротивлением, работающим на нагрузку, сопротивление которой зависит от

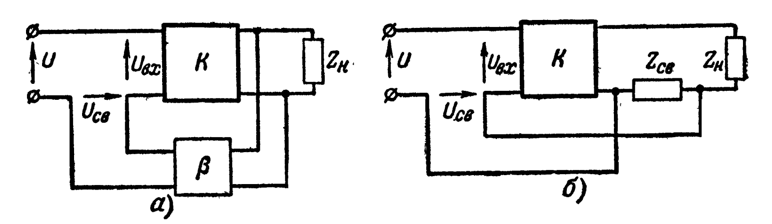


Рис. 7-8. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление усилителя

а — при связи по напряжению; *б* — при связи по току.

частоты сигнала (например, на электродинамический громкоговоритель). Снижение выходного сопротивления усилителя отрицательной связью по напряжению уменьшает рост выходного напряжения при выключении абонентов трансляционной сети или при изменении сопротивления нагрузки с частотой, стабилизируя тем самым выходное напряжение.

Расчет необходимого напряжения отрицательной обратной связи по напряжению производят по заданной величине повышения выходного напряжения усилителя H при полном отключении нагрузки (как говорят, при сбросе нагрузки), по формуле

$$U_{св} = U_{вх} \frac{1 - a(H-1)}{(1+a)(H-1)}, \qquad (7\text{-}13)$$

где H — коэффициент повышения выходного напряжения при сбросе нагрузки, равный отношению выходного напряжения при отключенной от выхода усилителя нагрузке $U_{вых.х\,х}$ к выходному напряжению при нормальной нагрузке $U_{вых}$;

$a = \frac{R_{a\sim}}{R_i}$ — коэффициент нагрузки выходной цепи оконечного каскада усилителя, равный отношению сопротивления нагрузки выходной цепи к выходному сопротивлению усилительного элемента.

При значениях a 1, что имеет место в каскадах мощного усиления с экранированными лампами, а также в транзисторных каскадах мощного усиления с общей базой или с общим эмиттером, формула (7-13) упрощается, принимая вид:

$$U_{св} \approx \frac{U_{вх}}{H - 1} \qquad (7\text{-}14)$$

Например, если допустимое повышение H выходного напряжения усилителя при сбросе нагрузки не должно превышать 3 *дб*, т. е. 1,41, а коэффициент нагрузки выходной цепи оконечного каскада $a = 0{,}1$ и расчетное входное напряжение $U_{вх}$ части усилителя, охватываемой обратной связью, составляет 10 *в*, напряжение отрицательной обратной связи, которое нужно ввести во входную цепь, составит:

$$U_{св} = U_{вх} \frac{1 - a(H - 1)}{(1 + a)(H - 1)} = 10 \frac{1 - 0{,}1(1{,}41 - 1)}{(1 + 0{,}1)(1{,}41 - 1)} = 21{,}3 \text{ в}.$$

Расчет $U_{св}$ по приближенной формуле (7-14) дает 24,4 *в*, что с запасом обеспечит заданное значение H.

Если в усилителе будет использована последовательная обратная связь, то на вход охваченной ею части усилителя необходимо будет подать напряжение сигнала, равное уже не 10 *в*, а 10+21,3=31,3 *в*; при параллельной обратной связи входное напряжение останется равным 10 *в*, но предварительный усилитель должен будет отдать эти 10 *в* при работе на нагрузку с значительно меньшим сопротивлением, чем при отсутствии обратной связи.

Сказанное на стр. 224—231 справедливо лишь для частот, на которых ни усилитель, ни цепь обратной связи не вносят заметных фазовых сдвигов. При наличии больших фазовых сдвигов в усилителе или цепи обратной связи приведенные выше формулы остаются справедливыми, если в них подставить значения βK (или $U_{св}$ и $U_{вх}$) в комплексной форме.

Обратная связь, изменяя коэффициент усиления усилителя, изменяет при этом его частотную, фазовую и переходную характеристики. Если цепь обратной связи в рассматриваемой полосе частот не вносит частотных искажений и фазных сдвигов, обратную связь называют частотно-независимой. Частотно-независимая отрицательная обратная связь уменьшает частотные искажения и фазовые сдвиги, вносимые усилителем, а частотно-независимая положительная обратная связь увеличивает их.

Если же цепь обратной связи в рассматриваемой полосе частот вносит частотные искажения и фазовые сдвиги, то обратную связь называют частотно-зависимой. Если в усилитель, не вносящий в рассматриваемой полосе частот частотных искажений и фазовых сдвигов, ввести частотно-зависимую отрицательную обратную связь, то частотная и фазовая характеристики устройства будут обратны частотной и фазовой характеристикам цепи обратной связи. Этим свойством частотно-зависимой отрицательной обратной связи на практике нередко пользуются для того, чтобы различным образом изменять характеристики усилителя без введения в его цепи каких-либо элементов. Так, например, для получения усилителя с остро избирательной частотной характеристикой, изображенной на рис. 7-9,*в*, в цепь отрицательной обратной связи обычного реостатного усилителя, имеющего частотную характеристику, изображенную на рис. 7-9,*а*, достаточно включить четырехполюсник (например, двойной Т-образный мост, описанный на стр. 298) с частотной характеристикой, изображенной на рис. 7-9,*б*.

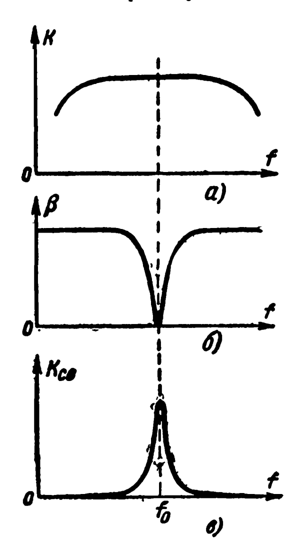


Рис. 7-9. Влияние частотно-зависимой отрицательной обратной связи на частотную характеристику усилителя.

Частотную и фазовую характеристики усилителя с частотно-зависимой отрицательной обратной связью можно построить графическим способом. Для этого нужно иметь частотную и фазовую характеристики как усилителя без обратной связи, так и цепи обратной связи. Запись исходных данных и получаемых результатов удобно вести по следующей форме:

№ п/п	f	K	$1/K$	φ°	β	φ°_β	$1/K_{св}$	$K_{св}$	$\varphi^\circ_{св}$
1	50	56,5	0,0177	55,5	0,0198	12	0,0310	32,3	19,7
2	100	81	0,01235	36	0,0199	6	0,0302	33,1	9,9
3	200	94	0,0106	20	0,02	−3	0,0301	33,2	5
. .	.	. .		. .	. . .	.	. . .	. .	. . .
. .	.	. .		. .	. . .	.	. . .	. .	. . .

Здесь f — частота, *гц*; K — коэффициент усиления усилителя; φ — вносимый усилителем сдвиг фазы; β — коэффициент передачи цепи обратной связи; φ_β — сдвиг фазы цепи обратной связи; $K_{св}$ — коэффициент усиления усилителя с обратной связью; $\varphi_{св}$ — сдвиг фазы усилителя с обратной связью.

Построение ведут следующим образом. От центра *0* (рис. 7-10) откладывают значения $1/K$ под углами φ к горизонтальной оси для ряда частот, на которых необходимо построить характеристики с обратной связью. Положительным значением $1/K$ и φ, равным нулю, считают направление вправо по горизонтали, а положительным значением φ — направление по часовой стрелке. У концов отрезков $1/K$ помечают частоты, для которых они отложены. Затем от того же центра *0* откладывают для тех же частот значения β под углами φ_β к горизонтальной оси, считая положительным направлением β и φ_β, равным нулю, направление влево по горизонтали, а положительным значением φ_β — направление против часовой стрелки; у концов отложенных значений β также помечают частоты. Длина прямых, соединяющих концы отложенных отрезков $1/K$ и β для одинаковых частот в выбранном масштабе горизонтальной оси (прямые *1, 2, 3* на рис. 7-10) представляет собой значения $1/K_{св}$ для этих частот, а угол прямых с горизонтальной осью—значение $\varphi_{св}$. Началом прямых следует считать концы отрезков β, их положительным направлением и значением $\varphi_{св}$, равным нулю, — направление вправо по горизонтали, а положительным направлением $\varphi_{св}$ — направление по часовой стрелке.

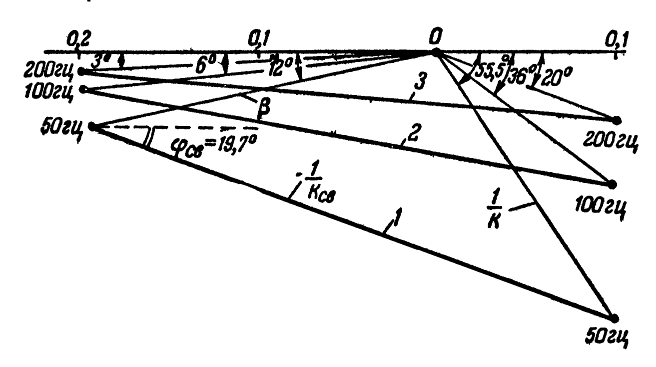


Рис. 7-10. Построение частотной и фазовой характеристик усилителя с частотно-зависимой отрицательной обратной связью.

Для примера на рис. 7-10 и в приведенной выше форме записи дано определение трех точек частотной и фазовой характеристик усилителя с отрицательной обратной связью; характеристики усилителя без обратной связи и характеристики цепи обратной связи записаны в графах 2, 4, 5 и 6. Как видно из результата, записанного в графах 8 и 9, отрицательная обратная связь в данном случае сильно улучшила как частотную, так и фазовую характеристики устройства.

Построение частотной и фазовой характеристик усилителя с частотно-независимой отрицательной обратной связью производится несколько проще. В этом случае, отложив значения $1/K$, как и при частотно-за-

висимой обратной связи, отмечают на горизонтальной оси слева от центра 0 на расстоянии β точку, соединяя эту точку поочередно с концами отложенных отрезков $1/K$ прямыми, получают искомые значения $1/K_{св}$ и $\varphi_{св}$.

Так как обратная связь изменяет частотную и фазовую характеристики усилителя, она меняет и его переходную характеристику. Однако способы определения переходной характеристики усилителя с обратной связью достаточно сложны и не могут быть здесь изложены. Одним из способов, не требующим применения специальных разделов высшей математики, является построение переходной характеристики усилителя с обратной связью по его частотной и фазовой характеристикам с обратной связью, найденным описанным выше методом[1].

7-3. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Одной из основных трудностей проектирования и наладки усилителей с обратной связью является устранение самовозбуждения, обычно возникающего в неправильно рассчитанном или плохо сконструированном усилителе с обратной связью.

Из выражения (7-2) видно, что при положительной обратной связи и $\beta K=1$ значение $K_{св}$ станет бесконечно большим, так как при этом знак плюс в знаменателе обратится в минус и знаменатель окажется равным нулю. В этом случае даже при отсутствии сигнала на входе усилителя ничтожно малая составляющая напряжения его собственных шумов усилится до полной амплитуды выходного напряжения. Такое явление называют **самовозбуждением усилителя**. При положительной обратной связи и значении $\beta K>1$ усилитель обычно также самовозбуждается.

Самовозбудившийся усилитель, загруженный возникшими в нем собственными колебаниями, не усиливает подаваемые на его вход сигналы; поэтому самовозбуждение усилителя недопустимо.

При первом взгляде на формулу (7-2) может показаться, что самовозбуждение возможно лишь в усилителе с положительной обратной связью и невозможно в усилителе с отрицательной обратной связью, так как при последней знаменатель правой части выражения всегда больше единицы и $K_{св}$ не может обратиться в бесконечность.

---

[1] Подробнее об этом см. в книге А. А. Ризкина «Основы теории усилительных схем», стр. 410—413, «Советское радио», 1954.

Однако на самом деле это не так. Самовозбуждение может возникнуть и в усилителе с отрицательной обратной связью из-за того, что на частотах, где усилитель вместе с цепью обратной связи по отношению к средним рабочим частотам вносит сдвиг фазы 180°, отрицательная обратная связь обращается в положительную. и если при этом значение βK 1, то усилитель самовозбуждается так же, как и при положительной обратной связи.

Так как сдвиг фазы цепи βK (усилителя вместе с цепью обратной связи) достигает 180° обычно за пределами рабочей полосы частот усилителя, самовозбуждение усилителей с отрицательной обратной связью обычно происходит на очень низких или очень высоких частотах, далеко выходящих за пределы рабочей полосы частот.

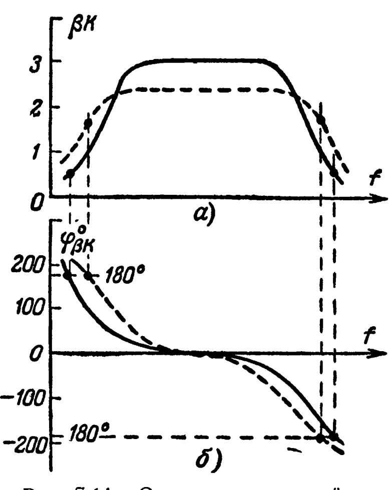


Рис. 7-11. Определение устойчивости усилителя с отрицательной обратной связью по частотной и фазовой характеристикам петли обратной связи.

Пунктирные кривые — частотная и фазовая характеристики петли обратной связи усилителя, неустойчивого как на нижних, так и на верхних частотах; сплошные кривые — то же для усилителя, устойчивого как на нижних, так и на верхних частотах.

Устойчивым усилителем называют такой усилитель, который в условиях эксплуатации (при включении и выключении, регулировании усиления, замене неисправных усилительных элементов и деталей схемы на исправные и т. д.) не самовозбуждается. Из сказанного выше следует, что для суждения об устойчивости усилителя с отрицательной обратной связью необходимо иметь частотную и фазовую характеристики усилителя без обратной связи и цепи обратной связи. Перемножив значения коэффициента усиления усилителя K и коэффициента передачи цепи обратной связи β для одинаковых частот, строят частотную характеристику петли обратной связи $\beta K=\varphi(f)$ (рис. 7-11,*а*); сложив значения угла сдвига фазы усилителя φ и угла сдвига фазы цепи обратной связи φ_β для одинаковых частот, строят зависимость угла сдвига фазы петли обратной связи $\varphi_{\beta K}$ от частоты, т. е. фазовую

характеристику петли обратной связи, проходящую через 0° на средних частотах (рис. 7-11,*б*).

Если на тех частотах, где $\varphi_{\beta K}$ достигает плюс или минус 180°, значение $\beta K < 1$, то усилитель устойчив; если же на этих частотах $\beta K \geqslant 1$, то усилитель неустойчив, т. е. при включении цепи обратной связи он будет самовозбуждаться[1]. Так как в рабочих условиях коэффициент усиления усилителя и его частотная и фазовая характеристики могут несколько изменяться, для предотвращения возможности самовозбуждения усилителя необходимо при $\varphi_{\beta K} = 180°$. получить βK не выше 0,5 — 0,7, а при $\beta K = 1$, $\varphi_{\beta K}$ должно быть не более 150 — 160°, что соответствует созданию запаса устойчивости петли обратной связи как по усилению, так и по фазе. Величина необходимого запаса устойчивости растет с увеличением количества каскадов, охваченных обратной связью.

Для того чтобы усилитель с отрицательной обратной связью был устойчив, обычно принимают меры, снижающие βK до величины, меньшей единицы, на частотах, где $\varphi_{\beta K}$ достигает 180°. Простейшими из этих мер являются:

1) охватывание цепью обратной связи возможно меньшего количества каскадов;

2) применение в каскадах, охваченных обратной связью, цепей межкаскадной связи, дающих малые фазовые сдвиги (например, реостатной схемы связи);

3) применение в усилительных каскадах или в цепи обратной связи специальных схем коррекции частотно-фазовой характеристики петли обратной связи;

4) использование местных обратных связей для улучшения частотной и фазовой характеристик отдельных каскадов.

При необходимости охватить отрицательной обратной связью трансформаторный каскад обратную связь желательно снимать с первичной обмотки трансформатора, а не с вторичной, так как это уменьшает фазовый сдвиг петли обратной связи. Если на входе каскада, охватываемого обратной связью, имеется входной трансформатор, то об-

---

[1] Исследования показали, что при особой форме фазовой характеристики цепи βK устойчивая работа усилителя возможна и при $\beta K \geqslant 1$ на частотах, где $\varphi_{\beta K} = 180°$; однако такие усилители самовозбуждаются при их включении, перегрузке, изменении усиления и т. п., а поэтому называются у с л о в н о у с т о й ч и в ы м и. На практике условно устойчивые усилители используются очень редко.

ратную связь следует вводить из этих же соображений не в первичную, а во вторичную обмотку.

Ввиду больших фазовых сдвигов, вносимых трансформаторами, их использование в петле обратной связи вообще нежелательно; если же оно оказывается необходимым, то трансформаторам, входящим в петлю обратной связи, следует обеспечить активный характер нагрузки, зашунтировав при надобности их вторичные обмотки активными сопротивлениями достаточно малой величины.

В большинстве случаев вносимые усилителем и цепью обратной связи фазовые сдвиги в области верхних частот значительно больше, чем в области нижних, а поэтому усилители с отрицательной обратной связью обычно самовозбуждаются на частотах, превышающих высшую рабочую частоту.

Простейшим способом коррекции частотно-фазовой характеристики петли обратной связи на верхних частотах является включение параллельно выходу одного из реостатных каскадов, охваченных обратной связью, конденсатора небольшой емкости. Включение такого конденсатора, несколько увеличивая фазовый сдвиг петли обратной связи на верхних частотах, сильно снижает коэффициент усиления усилителя K на этих частотах, в результате чего на частоте сдвига фазы в 180° произведение βK может стать меньше единицы и самовозбуждающийся прежде усилитель станет устойчивым. Параллельный конденсатор можно включать и не в каскадах, охваченных обратной связью, а в цепи обратной связи; его действие при этом остается тем же, но частотная характеристика усилителя приобретает подъем на верхних частотах, что не всегда желательно.

Включение параллельного конденсатора позволяет избавиться от самовозбуждения усилителя, не испортив его характеристик, обычно лишь при большом запасе его полосы пропускания в сторону высоких частот и глубине связи не выше нескольких единиц. При глубокой связи возникает возможность самовозбуждения усилителя не только на высоких, но и на низких частотах, и включение параллельного конденсатора не устраняет самовозбуждения, а лишь изменяет его частоту на более низкую

Значительно лучшие результаты получаются при введении в каскады, охваченные обратной связью, или в цепь обратной связи специальных корректирующих цепочек (рис. 7-12). Последовательная цепочка $R_в C_в$, включаемая

параллельно, изменяет частотную и фазовую характеристики реостатного каскада в области верхних частот так, как это показано на рис. 7-13 пунктиром, отодвигая область больших сдвигов фазы на очень высокие частоты и сильно снижая там усиление каскада. Эта цепочка позволяет устранить неустойчивость усилителя на высоких частотах. Параллельная цепочка $R_нC_н$, включаемая последовательно, аналогично изменяет характеристики в области нижних частот, отодвигая область больших фазовых сдвигов на очень низкие частоты и снижая на этих частотах усиление; эта цепочка устраняет неустойчивость усилителя на низких частотах.

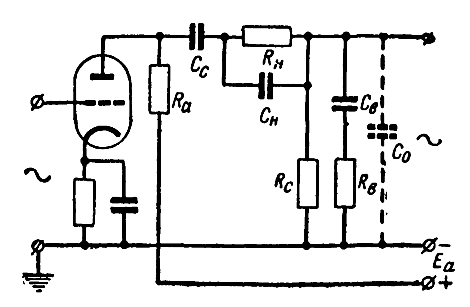


Рис. 7-12. Схема реостатного каскада с частотно-фазовой коррекцией на нижних ($C_нR_н$) и верхних ($C_вR_в$) частотах.

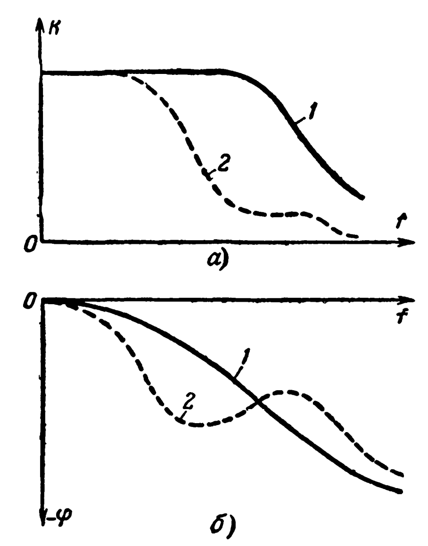


Рис. 7-13. Частотная *(а)* и фазовая (б) характеристики в области верхних частот реостатного каскада.

1 — без коррекции; *2* — с коррекцией цепочкой $C_вR_в$.

Корректирующие цепочки $R_вC_в$ и $R_нC_н$ не обязательно применять совместно; если усилитель неустойчив только на высоких частотах, то цепочка $R_нC_н$ не нужна, и наоборот.

Частотную и фазовую характеристики каскада,

выполненного по схеме на рис. 7-12, можно рассчитать по выражениям:

$$K=\frac{K_{\text{ср}}}{M};\ M=\sqrt{\left(1+\frac{aX^2}{a^2b^2+X^2}\right)^2+\left(X+\frac{a^2bX}{a^2b^2+X^2}\right)^2};$$

$$\varphi=\operatorname{arc\,tg} X\frac{a^2b+a^2b^2+X^2}{a^2b^2+(1+a)X^2}, \qquad (7\text{-}15)$$

где M — коэффициент частотных искажений;

φ — угол сдвига фазы каскада.

Формулы (7-15) пригодны как для области нижних, так и для области верхних частот, но угол φ в области нижних частот считают положительным, а в области верхних — отрицательным. При использовании формул (7-15) для области нижних частот примененные в них обозначения имеют следующие значения:

$$a=\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{э н}}+R_{\text{с}}};\ b=\frac{C_{\text{н}}}{C_{\text{с}}};\ X=\frac{0{,}159}{fC_{\text{с}}(R_{\text{э.н}}+R_{\text{с}})};$$

$$R_{\text{э н}}=\frac{R_iR_{\text{а}}}{R_i+R_{\text{а}}};$$

при использовании их для области верхних частот

$$a=\frac{R_{\text{э.в}}}{R_{\text{в}}};\ b=\frac{C_0}{C_{\text{в}}};\ X=6{,}28fC_0R_{\text{э.в}};$$

$$R_{\text{э в}}=\frac{R_iR_{\text{а}}R_{\text{с}}}{R_iR_{\text{а}}+R_iR_{\text{с}}+R_{\text{а}}R_{\text{с}}},$$

где f — частота, *гц*, а остальные обозначения те же, что применялись при рассмотрении свойств реостатного каскада предварительного усиления.

Коэффициент усиления каскада по схеме на рис. 7-12 в области средних частот определяется обычным выражением (5-5). При расчете такого каскада элементы схемы, входящие в обычный реостатный каскад, выбирают обычным образом; после этого задаются значениями a в пределах от 3 до 10 и значениями b от 0,2 до 0,05 и строят частотные и фазовые характеристики для различных значений a и b. Выбрав из построенных характеристик наилучший вариант, дающий достаточный запас устойчивости для рассчитываемого усилителя, находят по выбранным значениям a и b искомые величины $R_{\text{н}}$, $R_{\text{в}}$, $C_{\text{н}}$, $C_{\text{в}}$.

Корректирование правильно рассчитанными цепочками $C_вR_в$ и $C_нR_н$ только одного каскада в трехкаскадном реостатном усилителе, охваченном отрицательной обратной связью, позволяет увеличить допустимую глубину связи более чем в 10 раз, доведя ее до нескольких десятков единиц; корректирование же всех трех каскадов позволяет довести допустимое значение βK до 1 000 и выше.

Когда частотно-фазовая характеристика петли обратной связи резко изменяется при малых изменениях частоты, для частотно-фазовой коррекции применяют более сложные цепи, иногда содержащие, кроме сопротивлений и емкостей, также и индуктивности.

7-4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ И УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Катодное смещение и цепочка экранирующей сетки

Сопротивление катодного смещения $R_к$ создает в каскаде с электронной лампой последовательную отрицательную обратную связь по току, уменьшающую коэффициент усиления каскада, его коэффициент гармоник, динамическую входную емкость и увеличивающую входное и выходное сопротивления каскада, а также повышающую стабильность его коэффициента усиления.

При включении в катод электронной лампы сопротивления катодного смещения $R_к$, не зашунтированного конденсатором большой емкости $C_к$, коэффициент усиления каскада в области средних частот $K_{ср.св}$ и коэффициент гармоник $k_{г.св}$ согласно выражениям (7-2) и (7-5) равны:

$$K_{ср.св} = \frac{K_{ср}}{1 + S_{д.к}R_к}; \quad k_{г.св} = \frac{k_г}{1 + S_{д.к}R_к}, \qquad (7\text{-}16)$$

где $K_{ср}$ и $k_г$ — коэффициент усиления и коэффициент гармоник каскада, найденные обычным образом без учета влияния $R_к$;

$S_{д.к}$ — динамическая крутизна катодного тока лампы каскада в рабочем режиме.

Для триода динамическая крутизна катодного тока не отличается от динамической крутизны анодного тока, определяемой формулой

$$S_{д.к} = S_д = \frac{S}{1 + \frac{R_{a\sim} + R_к}{R_i}} \approx \frac{S}{1 + \frac{R_{a\sim}}{R_i}}. \qquad (7\text{-}17)$$

В случае экранированной лампы $R_i \gg R_а + R_к$, а поэтому $S_{д.к}$ можно считать равной статической крутизне характеристики катодного тока, определяемой для экранированной лампы выражением (4-7)

$$S_{д.к} \approx S_к = S \frac{I_{а0} + I_{э0}}{I_{а0}}. \qquad (7\text{-}18)$$

В практических случаях произведение $S_{д.к}R_к$ обычно лежит в пределах 1—3, а поэтому включение сопротивления катодного смещения без блокировочного конденсатора снижает усиление (а также и коэффициент гармоник) каскада в 2—4 раза. Динамическая входная емкость каскада от влияния $R_к$, не зашунтированного емкостью, уменьшается примерно во столько же раз.

Выходное сопротивление электронной лампы с незашунтированным сопротивлением $R_к$ в катоде становится равным:

$$R_{iсв} = R_i + (1 + \mu) R_к \approx R_i (1 + S_к R_к); \qquad (7\text{-}19)$$

первое из выражений используют для триода, а второе для экранированной лампы.

Для устранения потери усиления, вызываемой включением сопротивления $R_к$ в цепь катода, это сопротивление достаточно зашунтировать конденсатором $C_к$ (рис. 3-9,*б*) такой емкости, чтобы падение напряжения на параллельной цепочке $C_к R_к$ от переменной составляющей катодного тока на низшей рабочей частоте было мало по сравнению с подаваемым на вход напряжением сигнала. При этом коэффициент усиления каскада на средних частотах и его коэффициент гармоник принимают те же значения, что при отсутствии сопротивления $R_к$, но частотная и фазовая характеристики в области нижних частот немного ухудшаются, так как цепочка $C_к R_к$ создает дополнительные частотные искажения и фазовый сдвиг на нижних частотах.

Коэффициент дополнительных частотных искажений в области нижних частот $M_к$, вызванный влиянием цепочки катодного смещения, и угол дополнительного фазового сдвига $\varphi_к$, вносимого этой цепочкой, рассчитывают по выражениям:

$$M_к = \sqrt{\frac{(1 + S_{д.к}R_к)^2 + (6{,}28 f C_к R_к)^2}{1 + (6{,}28 f C_к R_к)^2}};$$

$$\varphi_{к} = \operatorname{arc\,tg} \frac{6{,}28 f C_{к} R_{к}^{2} S_{д\,к}}{1 + S_{д\,к} R_{к} + (6{,}28 f C_{к} R_{к})^{2}}. \quad (7\text{-}20)$$

Вид частотной и фазовой характеристик электронной лампы с цепочкой $C_к R_к$ в катоде показан на рис. 7-14. Как видно из этого рисунка, коэффициент усиления при понижении частоты до нуля здесь стремится не к нулю, а к конечной величине, а угол сдвига фазы имеет максимальное значение при определенном значении частоты, стремясь к нулю как при ее повышении, так и при понижении.

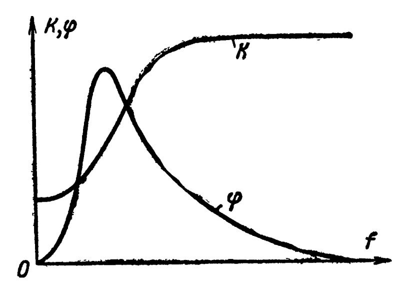


Рис. 7-14. Частотная и фазовая характеристики электронной лампы с цепочкой $C_к R_к$ в цепи катода.

Приняв $M_к$ равным допустимому дополнительному коэффициенту частотных искажений $M_{н.к}$ на низшей рабочей частоте $f_н$ и решив первое уравнение (7-20) относительно $C_к$, получим расчетную формулу для определения необходимой емкости этого конденсатора:

$$C_{к} \geqslant \frac{0{,}159}{f_{н} R_{к}} \sqrt{\frac{(1 + S_{д\,к} R_{к})^{2} - M_{н.к}^{2}}{M_{н.к}^{2} - 1}}. \quad (7\text{-}21)$$

В каскаде усиления импульсных сигналов цепочка катодного смещения $C_к R_к$ вызывает спад плоской вершины импульса, величина которого приближенно определяется выражением

$$\Delta_{к} \approx T \frac{S_{д.к}}{C_{к}}, \quad (7\text{-}22)$$

где T — длительность импульса;

$\Delta_к$ — спад плоской вершины импульса, вызванный влиянием цепочки катодного смещения.

Решив выражение (7-22) относительно $C_к$, получим расчетную формулу для определения необходимой емкости блокировочного конденсатора цепи катодного смещения по допустимой величине спада и максимальной длительности усиливаемых импульсов $T_{макс}$:

$$C_{к} \approx \frac{T_{макс} S_{д\,к}}{\Delta_{к}}. \quad (7\text{-}23)$$

Значение $S_{д.к}$ в формулах (7-20) — (7-23) в случае триода находят по формуле (7-17), а в случае экранированной лампы — по формуле (7-18).

Физически спад вершины импульса от влияния цепочки $C_кR_к$ объясняется тем, что в момент скачкообразного изменения тока через лампу соответствующего фронту импульса, напряжение катодного смещения остается неизменным, так как напряжение на конденсаторе $C_к$ не может измениться мгновенно. После скачкообразного изменения тока напряжение на конденсаторе плавно изменяется, стремясь к новому напряжению смещения, определяемому произведением нового значения тока $I_{ко}$ на сопротивление $R_к$, это и создает спад плоской вершины импульса.

Включение гасящего сопротивления $R_э$ в цепь экранирующей сетки лампы снижает усиление каскада, как и включение сопротивления $R_к$ в цепь катода. Создаваемое на сопротивлении $R_э$ переменной составляющей тока экранирующей сетки напряжение сигнала оказывается приложенным к экранирующей сетке в противофазе по отношению к напряжению сигнала на управляющей сетке и может рассматриваться как напряжение отрицательной обратной связи. Включение сопротивления $R_э$ также уменьшает коэффициент гармоник каскада и повышает стабильность коэффициента усиления, но резко увеличивает входную динамическую емкость экранированной лампы.

Для ликвидации потери усиления и устранения возрастания входной емкости каскада гасящее сопротивление $R_э$ шунтируют блокировочным конденсатором $C_э$ достаточно большой емкости. Однако этот конденсатор обычно включают не параллельно сопротивлению $R_э$, а между экранирующей сеткой и общим проводом каскада (см. рис. 3-11,*в*), так как при таком включении $C_э$ и $R_э$ образуют фильтр, защищающий экранирующую сетку от помех и паразитной связи через источник анодного питания.

Цепочка $C_эR_э$ подобно цепочке $C_кR_к$ вносит дополнительные частотные искажения $M_э$ и дополнительный сдвиг фазы $\varphi_э$ в области нижних частот, а следовательно, и дополнительный спад плоской вершины импульса $\Delta_э$ при усилении импульсных сигналов. Так как влияние цепочки $C_эR_э$ аналогично влиянию цепочки $C_кR_к$, формулы для определения емкости $C_э$ и вносимых этой емкостью искажений аналогичны формулам для цепочки $C_кR_к$, отличаясь от последних заменой индекса «к» на «э»:

$$M_э = \sqrt{\frac{(1 + S_эR_э)^2 + (6{,}28fC_эR_э)^2}{1 + (6{,}28fC_эR_э)^2}};$$

$$\varphi_э = \operatorname{arc\,tg} \frac{6{,}28 f C_э R_э^2 S_э}{1 + S_э R_э + (6{,}28 f C_э R_э)^2};$$

$$\Delta_э = T \frac{S_э}{C_э}; \qquad (7\text{-}24)$$

$$C_э \geqslant \frac{0{,}159}{f_н R_э} \sqrt{\frac{(1 + S_э R_э)^2 - M_{н.э}^2}{M_{н.э}^2 - 1}};$$

$$C_э \approx T_{макс} \frac{S_э}{\Delta_э}. \qquad (7\text{-}25)$$

Здесь $M_э$, $\varphi_э$ и $\Delta_э$ — коэффициент частотных искажений на нижних частотах, угол сдвига фазы на нижних частотах и спад вершины импульса длительностью *T сек* от влияния цепочки $C_э R_э$; $M_{н.э}$ — допустимый коэффициент дополнительных частотных искажений на низшей рабочей частоте $f_н$ от влияния цепочки $C_э R_э$; $S_э$ — крутизна характеристики тока экранирующей сетки по напряжению на ней же, определяемая выражением

$$S_э = \frac{\Delta i_э}{\Delta u_э} = \frac{S_к}{A_э}, \qquad (7\text{-}26)$$

где $A_э = \mu_{тр} \frac{I_{а0} + I_{э0}}{I_{э0}}$ — числовой коэффициент, определяемый статическим коэффициентом усиления экранированной лампы в триодном включении $\mu_{тр}$ и отношением тока покоя анода $I_{а0}$ к току покоя экранирующей сетки $I_{э0}$. Значение $\mu_{тр}$ иногда дается в справочных данных экранированной лампы, а также может быть найдено из семейства ее статических характеристик для различных напряжений на экранирующей сетке; значения $I_{а0}$ и $I_{э0}$ находят по статическим характеристикам лампы для выбранного режима работы.

Для определения $\mu_{тр}$ достаточно иметь две статические характеристики анодного тока лампы в координатах $i_а$, $u_с$ для различных напряжений на экранирующей сетке $U_{э1}$ и $U_{э2}$ при неизменном анодном напряжении (рис. 7-15). Проведя через точку $I_{а0}$ прямую, параллельную горизонтальной оси, находят:

$$\mu_{тр} = \left| \frac{U_{э2} - U_{э1}}{U_{с2} - U_{с1}} \right|, \qquad (7\text{-}27)$$

где U_{c1} и U_{c2} — напряжения на управляющей сетке, соответствующие точкам пересечения проведенной прямой с первой и второй характеристиками.

Если имеются характеристики лампы в координатах $i_а$, $u_с$ для триодного включения, то $\mu_{тр}$ находят точно так же, подставив в формулу (7-27) вместо $U_{э1}$ и $U_{э2}$ анодные напряжения $U_{а1}$ и $U_{а2}$, соответствующие двум взятым статическим характеристикам.

Рис. 7-15. Определение $\mu_{тр}$ по статическим характеристикам экранированной лампы для различных напряжений на экранирующей сетке.

Коэффициенты $A_э$ и $\mu_{тр}$ мало зависят от режима работы лампы; для расчетов можно пользоваться табл. 7-1, содержащей их средние значения для наиболее употребительных ламп.

В каскаде с экранированной лампой, имеющем как цепочку $C_кR_к$, так и цепочку $C_эR_э$, коэффициент дополнительных частотных искажений $M_{к.э}$ и дополнительный угол сдвига фазы $\varphi_{к.э}$ в области нижних частот, вызываемые одновременным влиянием обеих цепочек, могут быть рассчитаны по выражениям:

$$\left.\begin{aligned} M_{к.э} &= \\ &= \sqrt{\left(1+\frac{b_к}{1+X_к^2}+\frac{b_э}{1+X_э^2}\right)^2+\left(\frac{X_кb_к}{1+X_к^2}+\frac{X_эb_э}{1+X_э^2}\right)^2}; \\ \varphi_{к.э} &= \operatorname{arc\,tg}\frac{X_кb_к(1+X_э^2)+X_эb_э(1+X_к^2)}{(1+X_к^2)(1+X_э^2)+b_к(1+X_э^2)+b_э(1+X_к^2)}, \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}28)$$

где $X_к=6{,}28fC_кR_к$; $X_э=6{,}28fC_эR_э$; $b_к=S_кR_к$; $b_э=S_эR_э$.

Таблица 7-1

Значения $A_э$ и $\mu_{тр}$ для некоторых экранированных ламп

	Типы ламп																
	6Ж1П	6Ж3П	6Ж4	6Ж5П	6П3С 6П7С	6П6С 6П1П	6П9	6П14П	6П15П	6П18П	6Ж9П	6Ж11П	6Э5П	6Ж21П	6Ж22П	ГУ-29	ГУ-50	ГУ-80
$A_э$	100	190	220	300	130	80	135	220	190	100	300	300	200	315	350	110	60	15
$\mu_{тр}$	22	42	40	50	8,5	8,5	25	22	25	13	50	50	33	60	50	9	5	3

Значение $M_{к.э}$ всегда больше произведения $M_к M_э$, а $\varphi_{к.э}$ меньше суммы $\varphi_к + \varphi_э$.

Дополнительный спад плоской вершины импульса в таком каскаде $\Delta_{к.э}$, вызываемый влиянием обеих цепочек, при его небольшой величине (порядка 0,1 и ниже) приблизительно равен сумме спадов, вызываемых каждой из цепочек в отдельности:

$$\Delta_{к\,э} \approx \Delta_к + \Delta_э. \qquad (7\text{-}29)$$

В транзисторном каскаде со стабилизирующим сопротивлением $R_э$ в цепи эмиттера, шунтированным конденсатором $C_э$ для предотвращения снижения коэффициента усиления напряжения на средних частотах (рис. 3-15,*а*), усиление на нижних частотах падает из-за повышения сопротивления этого конденсатора, так же как в ламповом каскаде от влияния блокировочного конденсатора катодного смещения $C_к$. Расчет необходимой емкости конденсатора $C_э$ можно производить по формуле (7-21), заменив в ней $R_к$ на $R_э$, $S_{д\cdot к}$ на $\frac{1}{(1-\alpha) R_{вх.э}}$ и $M_{н.к}$ на $M_{н.э}$, где α — статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с общей базой, $M_{н.э}$ — коэффициент частотных искажений усиления напряжения на низшей рабочей частоте $f_н$ и $R_{вх.э}$ — входное сопротивление транзистора при включении с общим эмиттером, найденное в точке покоя по статической входной характеристике для такого включения.

Пример 7-1. Найдем необходимую емкость блокировочного конденсатора катодного смещения для каскада предварительного усиления с триодом типа 6С1П, рассчитанного в примере 5-1, приняв допустимое значение коэффициента дополнительных частотных искажений $M_{н\,к}$ от влияния этого конденсатора на низшей рабочей частоте $f_н = 80$ *гц* равным 1,03.

Динамическая крутизна характеристики лампы в этом случае составит:

$$S_{д.к} = S_д = \frac{S}{1 + \frac{R_{a\sim} + R_к}{R_i}} = \frac{\frac{\mu}{R_i}}{1 + \frac{R_{a\sim} + R_к}{R_i}} =$$

$$= \frac{\mu}{R_i + R_{a\sim} + R_к} = \frac{26}{(17 + 65,6 + 3,3)\,10^3} = 3,03 \cdot 10^{-4}\ a/в,$$

откуда необходимая емкость конденсатора

$$C_к = \frac{0,159}{f_н R_к} \sqrt{\frac{(1 + S_{д\,к} R_к)^2 - M^2_{н\,к}}{M^2_{н.к} - 1}} =$$

$$= \frac{0,159}{80 \cdot 3\,300} \sqrt{\frac{(1 + 3,03 \cdot 10^{-4} \cdot 3\,300)^2 - 1,03^2}{1,03^2 - 1}} =$$

$$= 4,18 \cdot 10^{-6}\ ф = 4,18\ мкф$$

Так как напряжение отрицательного смещения на сетке каскада равно 4 *в*, для $C_к$ можно взять электрический конденсатор емкостью 5 *мкф* на рабочее напряжение не ниже 4 *в*.

Пример 7-2. Рассчитаем блокировочные конденсаторы цепей катодного смещения и экранирующей сетки для каскада предварительного усиления с пентодом типа 6Ж3П, рассчитанного в примере 5-2. Коэффициенты дополнительных частотных искажений $M_{н\,к}$ и $M_{н\,э}$ на низшей рабочей частоте $f_н = 80$ *гц* от влияния этих конденсаторов возьмем равными 1 03 каждый.

Так как для экранированной лампы $S_{д.к} \approx S_к$, то

$$S_{д.к} \approx S_к = S \frac{I_{a0} + I_{э0}}{I_{a0}} = 1,75 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{0,75 + 0,25}{0,75} = 2,33 \cdot 10^{-3}\ а/в,$$

откуда при $R_к = 1\,100\ ом$ необходимая емкость конденсатора $C_к$ составит

$$C_к = \frac{0,159}{80 \cdot 1\,100} \sqrt{\frac{(1 + 2,33 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,100)^2 - 1,03^2}{1,03^2 - 1}} = 25,1 \cdot 10^{-6}\ ф =$$

$$= 25,1\ мкф$$

Взяв из табл 7-1 значение $A_э$ для 6Ж3П, равное 190, найдем:

$$S_э = \frac{S_к}{A_э} = \frac{2,33 \cdot 10^{-3}}{190} = 1,23 \cdot 10^{-5}\ а/в.$$

При гасящем сопротивлении $R_э = 680\ ком$ необходимое значение $C_э$

$$C_э = \frac{0,159}{f_н R_э} \sqrt{\frac{(1 + S_э R_э)^2 - M^2_{н.э}}{M^2_{н.э} - 1}} =$$

$$= \frac{0,159}{80 \cdot 680 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{(1 + 1,23 \cdot 10^{-5} \cdot 680 \cdot 10^3)^2 - 1,03^2}{1,03^2 - 1}} =$$

$$= 0,111 \cdot 10^{-6}\ ф = 0,111\ мкф.$$

Остановившись для $C_к$ на стандартном электролитическом конденсаторе емкостью 30 *мкф* и рабочим напряжением не ниже 2 *в* и для $C_э$ на бумажном конденсаторе 0,15 *мкф* на рабочее напряжение не ниже напряжения источника анодного питания каскада, равного 220 *в*, найдем

коэффициент дополнительных частотных искажений $M_{н.к.э}$ на низшей рабочей частоте от совместного влияния цепочек $C_к R_к$ и $C_э R_э$ по формуле (7-28), определив вначале вспомогательные коэффициенты:

$$X_к = 6{,}28 f_н C_к R_к = 6{,}28 \cdot 80 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \cdot 1\,100 = 16{,}6;$$

$$b_к = S_к R_к = 2{,}33 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,100 = 2{,}56;\ X_э = 6{,}28 f_н C_э R_э =$$

$$= 6{,}28 \cdot 80 \cdot 0{,}15 \cdot 10^{-6} \cdot 680 \cdot 10^3 = 51{,}2;\ b_э = S_э R_э =$$

$$= 1{,}23 \cdot 10^{-5} \cdot 680 \cdot 10^3 = 8{,}36;$$

$$M_{н.к.э} =$$

$$= \sqrt{\left(1 + \frac{2{,}56}{1 + 16{,}6^2} + \frac{8{,}36}{1 + 51{,}2^2}\right)^2 + \left(\frac{16{,}6 \cdot 2{,}56}{1 + 16{,}6^2} + \frac{51{,}2 \cdot 8{,}36}{1 + 51{,}2^2}\right)^2} \approx$$

$$\approx 1{,}06.$$

Так как оба конденсатора были округлены в большую сторону, значение $M_{н.к\,э}$ не превзошло произведения $M_{н.к} \cdot M_{н.э} = 1{,}03 \cdot 1{,}03 = 1{,}06$; такое значение $M_{н.к.э}$ допустимо, а поэтому конденсаторы можно считать выбранными правильно.

Катодная и эмиттерная высокочастотная коррекция

Когда параллельно сопротивлению катодного смещения почему-либо не включают блокировочный конденсатор большой емкости, устраняющий потерю усиления (например, в усилителе постоянного тока или если необходимая емкость этого конденсатора оказывается недопустимо велика), для подъема частотной характеристики каскада на верхних частотах параллельно сопротивлению $R_к$ можно включить конденсатор $C_к$ малой емкости. Такой конденсатор, замыкая на высоких частотах падающее на сопротивлении $R_к$ напряжение сигнала, восстанавливает на этих частотах усиление каскада, снизившееся на низких и средних частотах от влияния $R_к$.

Расчет такой коррекции, называемой **катодной высокочастотной коррекцией**, в каскаде с экранированной лампой можно производить по семействам характеристик низкочастотной коррекции (стр. 405—409), введя следующие обозначения:

$$b = \frac{1}{S_к R_к};\quad X = \frac{1}{6{,}28 f C_0 R_а};\quad m = (1 + b)\frac{C_0 R_а}{C_к R_к}, \qquad (7\text{-}30)$$

где $S_к$ — крутизна катодного тока в точке покоя, определяемая формулой (7-18).

Катодную высокочастотную коррекцию можно использовать совместно с параллельной высокочастотной коррекцией в оконечных каскадах широкополосных усилителей гармонических и импульсных сигналов. Это позволяет еще больше увеличить сопротивление анодной нагрузки каскада и дает возможность снизить анодный ток лампы при сохранении максимальной амплитуды напряжения выходного сигнала.

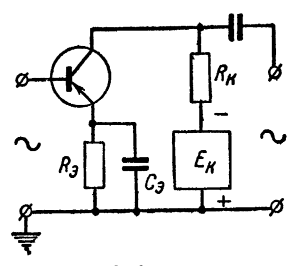


Рис. 7-16. Эмиттерная высокочастотная коррекция в транзисторном каскаде.

Коррекцией такого типа можно сильно увеличить полосу пропускания широкополосного транзисторного каскада ценой потери его усиления на средних частотах; увеличение высшей рабочей частоты при этом получается примерно во столько же раз, во сколько падает усиление на средних частотах. Ориентировочное значение сопротивления $R_э$ для этой цели (рис. 7-16) можно найти по формуле

$$R_э \approx [r_э + r_б(1-\alpha)]\left(\frac{f_{в.к}}{f_в} - 1\right), \qquad (7\text{-}31)$$

где $r_э$, $r_б$ и α — параметры транзистора при включении его с общей базой;

$f_в$ — частота, на которой каскад без коррекции с данным транзистором дает максимально допустимые частотные искажения;

$f_{в.к}$ — необходимое значение высшей рабочей частоты в корректируемом каскаде.

Емкость конденсатора $C_э$, шунтирующего сопротивление $R_э$, подбирают экспериментально; ее значение обычно лежит в пределах от нескольких сотен до нескольких тысяч пикофарад и зависит от высшей рабочей частоты, необходимой формы частотной характеристики, типа и экземпляра транзистора. При увеличении $C_э$ полоса пропускаемых частот сужается и на характеристике появляется подъем, величина которого растет с ростом $C_э$; уменьшение емкости $C_э$ влияет обратным образом.

Пример 7-3. Рассчитаем катодную высокочастотную коррекцию к каскаду с пентодом типа 6Ж1П, работающим в нормальном режиме ($I_{а0}=7{,}5$ *ма*; $I_{э0}=2$ *ма*; $S=5{,}2$ *ма/в*) и имеющим $R_к=200$ *ом* и $C_0=$ $=18$ *пф*. Частотная характеристика должна иметь максимальный

подъем 2 $\partial б$ ($Y_в = 1{,}26$) на высшей рабочей частоте $f_в = 1$ *Мгц*, а затем падать.

Начнем расчет с определения $S_к$ и b.

$$S_к = S\frac{I_{а0} + I_{э0}}{I_{а0}} = 5{,}2\cdot 10^{-3}\,\frac{7{,}5\cdot 10^{-3} + 2\cdot 10^{-3}}{7{,}5\cdot 10^{-3}} = 6{,}59\cdot 10^{-3}\ а/в;$$

$$b = \frac{1}{S_к R_к} = \frac{1}{6{,}59\cdot 10^{-3}\cdot 200} = 0{,}76$$

По семейству нормированных частотных характеристик для ближайшего значения $b = 0{,}7$ (стр. 407) находим, что необходимый максимальный подъем в 1,26 раза имеет место при m порядка 0,8, а значение X, соответствующее максимальному подъему, равно примерно 1,3. Полагая $X = X_в$, найдем необходимые значения $R_а$ и $C_к$ из выражений, следующих из формул (7-30):

$$R_а = \frac{1}{6{,}28 f_в X_в C_0} = \frac{1}{6{,}28\cdot 10^6\cdot 1{,}3\cdot 18\cdot 10^{-12}} = 6\,800\ ом;$$

$$C_к = (1 + b)\frac{C_0 R_а}{m R_к} = (1 + 0{,}76)\,\frac{18\cdot 10^{-12}\cdot 6\,800}{0{,}8\cdot 200} = 1\,340\cdot 10^{-12}\ ф =$$

$$= 1\,340\ пф.$$

Коэффициент усиления такого каскада составит:

$$K_{ср} \approx \frac{S R_а}{1 + S_к R_к} = \frac{5{,}2\cdot 10^{-3}\cdot 6\,800}{1 + 6{,}59\cdot 10^{-3}\cdot 200} = 15{,}3$$

При наличии в таком каскаде цепочки $C_э R_э$ в экранирующей сетке $R_э$ рассчитывают обычно, а значение $C_э$ берут в $1 + S_к R_к$ раз меньше найденного по формуле (7-25).

Если частотная характеристика каскада с такой коррекцией отличается от заданной, ее нетрудно подстроить изменением емкости $C_к$. Уменьшение этой емкости снижает подъем и сдвигает его в область более высоких частот; увеличение $C_к$ влияет обратным образом.

Катодный и эмиттерный повторители

Катодный и эмиттерный повторители применяют в качестве входных каскадов усилителей гармонических сигналов и усилителей импульсных сигналов для повышения входного сопротивления усилителей и уменьшения их входной емкости. Катодный и эмиттерный повторители используют также в качестве выходного каскада в широкополосных усилителях, работающих на коаксиальный кабель, соединяющий отдельные звенья аппаратуры, или на емкостное сопротивление малой величины (десятки и сотни ом).

Вследствие малой входной динамической емкости лампы при включении с общим анодом (см. стр. 78) в катодном повторителе даже при широкополосном усилении применяют как экранированные лампы, так и триоды; его входная динамическая емкость определяется выражениями (4-8) — (4-10) Нередко в катодном повторителе исполь-

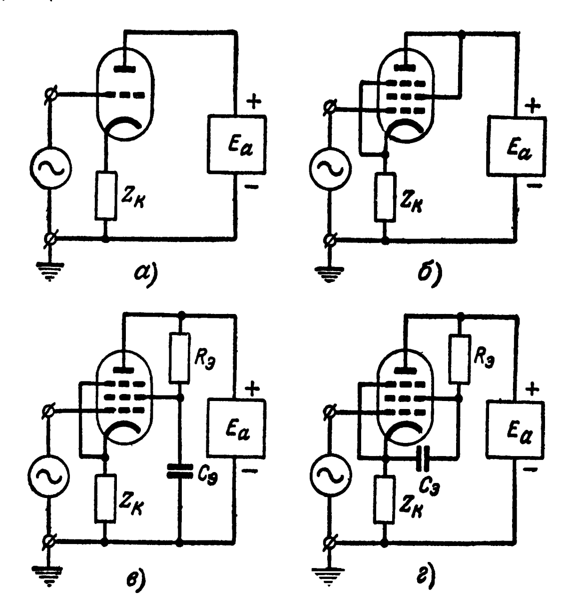


Рис. 7-17. Включение электронной лампы в катодном повторителе.

а — триода; *б* — триодное включение экранированной лампы при напряжении на экранирующей сетке, равном анодному; *в* — то же при напряжении на экранирующей сетке ниже анодного; *г* — пентодное включение при напряжении на экранирующей сетке ниже анодного.

зуют экранированные лампы в триодном соединении (рис. 7-17).

Параллельно полезной нагрузке катодного повторителя иногда включают сопротивление $R_к$ (рис. 7-18), необходимое для пропускания постоянной составляющей катодного тока в тех случаях, когда цепь нагрузки не проводит постоянный ток (например, при включении последовательно с нагрузкой разделительного конденсатора или при работе на емкость). Иногда сопротивление $R_к$ включают для уменьшения выходного сопротивления катодного повторителя.

При работе катодного повторителя на емкость $C_н$ сопротивление $R_к$ желательно брать удовлетворяющим уравнению

$$R_к \geqslant \frac{1}{2f_в C_н}, \tag{7-32}$$

где $f_в$ — высшая рабочая частота, так как при меньшей величине оно заметно снизит усиление каскада и уменьшит снимаемую с него максимальную амплитуду сигнала.

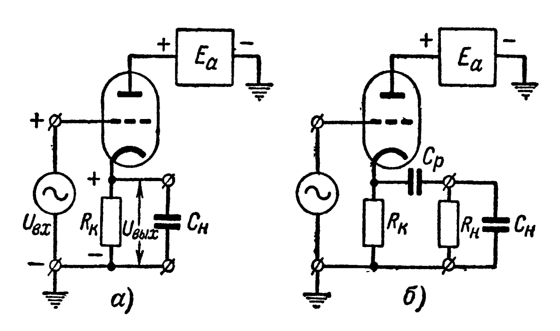


Рис. 7-18. Включение сопротивления $R_к$ в катодном повторителе.

а — при нагрузке емкостью $C_н$; *б* — при разделительном конденсаторе $C_р$ в цепи нагрузки.

Очень большим сопротивление $R_к$ взять нельзя, так как падение напряжения на нем от катодного тока $I_{к0}$ не должно превышать допустимой для взятой лампы разности потенциалов катод — подогреватель $U_{к.п.доп}$; отсюда получаем второе условие, которому должно удовлетворять это сопротивление:

$$R_к \leqslant \frac{U_{к.п.доп}}{I_{к0}}. \tag{7-33}$$

Если найденное из выражения (7-32) $R_к$ оказывается больше полученного из формулы (7-33), то для накала лампы катодного повторителя необходимо использовать отдельную обмотку, один из концов которой (а лучше среднюю точку) соединяют с катодом лампы. Однако при этом параллельно нагрузке катодного повторителя подключается емкость обмотка накала — земля, которую необходимо учитывать при расчете характеристик каскада.

Выходное сопротивление лампы в катодном повторите-

ле близко к величине, обратной статической крутизне катодного тока $S_к$ и определяется выражением

$$R_{вых} = \frac{R_i}{1+\mu} \approx \frac{1}{S_к}, \qquad (7\text{-}34)$$

где $S_к$ для триода и для экранированной лампы с конденсатором $C_э$, подключенным к катоду, равно статической крутизне анодного тока S, а в случае экранированной лампы с конденсатором $C_э$, подключенным к общему проводу и для экранированной лампы без цепочки $C_эR_э$ определяется выражением (7-18).

При использовании $R_к$ для понижения выходного сопротивления катодного повторителя и согласования его с характеристическим сопротивлением нагрузки $R_н$ (например, коаксиального кабеля, электрического фильтра) значение $R_к$ находят по формуле

$$R_к = \frac{R_н}{1 - S_к R_н}. \qquad (7\text{-}35)$$

Так как в катодном повторителе к входным электродам лампы подводится разность входного и выходного напряжений (рис. 7-18,*а*), выходное напряжение всегда меньше входного, а следовательно, *коэффициент усиления катодного повторителя всегда меньше единицы*; его нетрудно найти из выражений:

$$K_{ср} = \frac{\mu R}{R_i + (1+\mu)R} \approx \frac{S_к R}{1 + S_к R}, \qquad (7\text{-}36)$$

первое из которых удобно для каскада с триодом, а второе — для каскада с экранированной лампой. Здесь R — полное сопротивление нагрузки катодного повторителя на средних частотах, при отсутствии $R_к$ равное $R_н$, а при наличии $R_к$ определяемое выражением

$$R = \frac{R_к R_н}{R_к + R_н}. \qquad (7\text{-}37)$$

Эквивалентная схема катодного повторителя с разделительным конденсатором в цепи нагрузки (рис. 7-18,*б*) не отличается от эквивалентной схемы обычного реостатного каскада, а поэтому расчет разделительного конденсатора $C_р$ можно производить по формулам (5-9) и (5-15), расчет частотной и фазовой характеристик катодного повторителя

на нижних частотах и спада вершины импульса от влияния конденсатора $C_р$ — по формулам (5-7), (5-11) и (5-13), расчет частотной и фазовой характеристик на верхних частотах и времени установления — по формулам (5-8), (5-12) и (5-14). При этом в указанных формулах полагают:

$$C_с = C_р; \quad R_с = R_н; \quad R_{а\sim} = R;$$

$$R_{э.н} = \frac{R_к}{1 + S_к R_к}; \quad C_0 = C_{вых} + C_м + C_н + C_{к.п}; \quad S_д = S_к;$$

$$R_{э.в} = \frac{R}{1 + S_к R}, \qquad (7\text{-}38)$$

где $C_{вых}$ — выходная емкость лампы катодного повторителя;

$C_{к.п}$ — ее емкость катод — подогреватель, обычно лежащая в пределах 3—12 *пф*.

Ввиду низкого выходного сопротивления катодного повторителя его частотная характеристика на верхних частотах получается настолько хорошей, а время установления настолько малым, что он обычно не нуждается в высокочастотной коррекции до частот порядка десятков мегагерц. Коэффициент гармоник катодного повторителя меньше, чем у обычного усилительного каскада с общим катодом, и определяется выражением (4-11).

Для подачи отрицательного смещения на управляющую сетку лампы катодного повторителя удобно воспользоваться падением напряжения на сопротивлении $R_к$ или $R_н$ (рис. 7-19,*а*). Если постоянная составляющая падения напряжения на катодной нагрузке превышает нужную величину смещения $U_{с0}$, то смещение или снимают с части сопротивления $R_к$ (рис. 7-19,*б*), определяя $R_{к1}$ и $R_{к2}$ из выражений

$$R_{к1} = \frac{U_{с0}}{I_{к0}}; \quad R_{к2} = R_к - R_{к1}, \qquad (7\text{-}39)$$

или подают на сетку компенсирующий положительный потенциал от источника анодного питания через гасящее сопротивление $R_г$ (рис. 7-19,*в*), рассчитываемое по выражению

$$R_г = \frac{E_а R_с}{I_{к0} R_н - U_{с0}} - R_с. \qquad (7\text{-}40)$$

При снятии смещения с части сопротивления $R_к$ по схеме на рис. 7-19,*б* входное сопротивление катодного повторителя возрастает до величины

$$R_{вх}=\frac{R_к(1+S_кR)}{R_к(1+S_кR)-S_кRR_{к2}}, \qquad (7\text{-}41)$$

где R определяется выражением (7-37). При отсутствии нагрузочного сопротивления $R_н$ сопротивление $R=R_к$ и выражение для $R_{вх}$ упрощается:

$$R_{вх}=R_с\frac{1+S_кR_к}{1+S_кR_{к1}}. \qquad (7\text{-}42)$$

Поэтому при расчете частотных искажений и фазовых сдвигов на нижних частотах, а также спада вершины импульса, вносимых предыду-

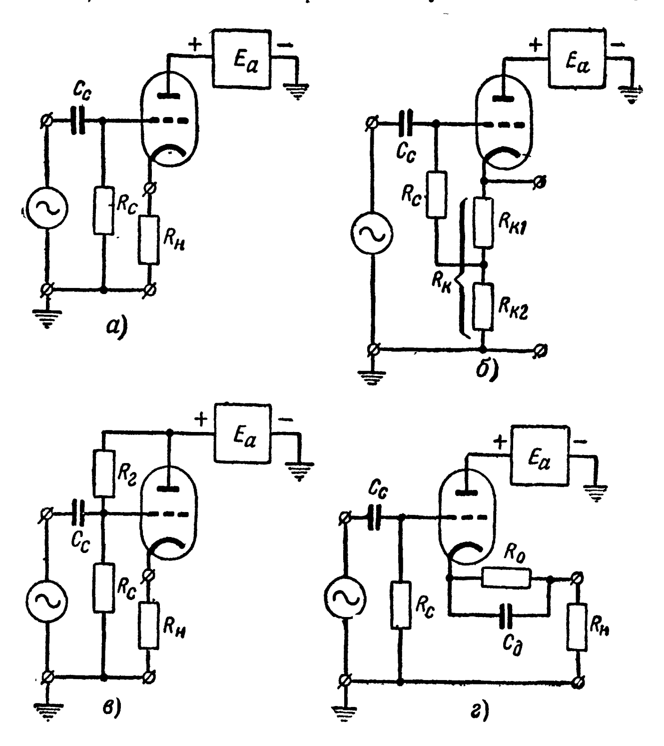


Рис. 7-19. Способы подачи отрицательного смещения на управляющую сетку лампы катодного повторителя при постоянной составляющей напряжения на катодной нагрузке:

а — равной необходимому напряжению смещения; *б* и *в* — превышающей необходимое напряжение смещения; *г* — меньшей необходимого напряжения смещения

щим каскадом, и при расчете емкости конденсатора C_c предыдущего каскада в расчетные формулы вместо R_c при схеме на рис. 7-19,*б* подставляют $R_{вх}$, найденное из выражения (7-41) или (7-42).

При подаче смещения по схеме на рис. 7-19,*в* входное сопротивление катодного повторителя, наоборот, понижается, становясь равным

$$R_{вх}=\frac{R_г R_с}{R_г+R_с}; \qquad (7\text{-}43)$$

эту величину и подставляют в расчетные формулы предыдущего каскада вместо R_c.

Если падение постоянной составляющей напряжения на катодной нагрузке меньше необходимого смещения, то в цепь катода можно включить добавочное сопротивление $R_д$ (рис. 7-19,*г*), определяемое выражением

$$R_д=\frac{U_{c0}}{I_{к0}}-R_н. \qquad (7\text{-}44)$$

Для того чтобы это сопротивление не снижало коэффициента усиления катодного повторителя, его шунтируют конденсатором $C_д$; последний вносит частотные и фазовые искажения на нижних частотах и спад вершины импульса. Для расчета этих искажений и спада, а также необходимой емкости конденсатора $C_д$ пригодны формулы (7-20)—(7-23), в которых $C_к$ и $R_к$ заменяют на $C_д$ и $R_д$, а $S_{д.к}$ на $\frac{S_к}{1+S_к R}$; значение сопротивления R определяется формулой (7-37).

При использовании в катодном повторителе экранированной лампы и включении в цепь экранирующей сетки цепочки $C_э R_э$ (рис. 7-17,*в* и *г*) эта цепочка также вносит искажения на нижних частотах и спад; для расчета этих искажений и необходимой емкости конденсатора $C_э$ можно пользоваться формулами (7-24) и (7-25), в которых $S_э$ для схемы на рис. 7-17,*в* заменяют на $\frac{S_э}{1+S_к R}$, а для схемы на рис. 7-17,*г*—на $\frac{S_э}{1+SR}$.

Для снижения напряжения на аноде лампы катодного повторителя в цепь анода иногда включают гасящее сопротивление $R_ф$ с конденсатором $C_ф$, подключаемым для предотвращения снижения крутизны характеристики лампы (рис. 7-20). Цепочка $C_ф R_ф$ в катодном повторителе не корректирует частотные, фазовые и переходные искажения на нижних частотах, как в каскаде с общим катодом, а, наоборот, вносит их; вносимые этой цепочкой искажения и необходимую емкость

конденсатора $C_ф$ можно рассчитывать по формулам (7-24) и (7-25), заменив в них $C_э$ и $R_э$ на $C_ф$ и $R_ф$, а $S_э$ на $\frac{1}{R_i(1+S_к R)}$.

При поступлении на вход катодного повторителя прямоугольных импульсов нагружающая его емкость C_0 заряжается и разряжается не мгновенно, в результате чего в моменты начала и конца мгновенно нарастающих и спадающих импульсов все их напряжение прилагается между сеткой и катодом лампы. По мере заряда и разряда емкости C_0 напряжение импульса между сеткой и катодом падает, стремясь к установившемуся значению, в $1+S_к R$ раз меньшему начальной амплитуды. В результате при подаче на катодный повторитель очень быстро нарастающих и спадающих импульсов между сеткой и катодом могут появиться большие выбросы напряжения (рис. 7-21).

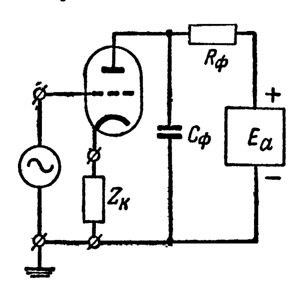


Рис. 7-20. Включение $R_ф$ и $C_ф$ в цепь анода лампы катодного повторителя для снижения напряжения на аноде.

При положительном скачке входного напряжения, имеющем место при переднем фронте положительного и заднем фронте отрицательного импульсов, и большой амплитуде сигнала напряжение на управляющей сетке может сделаться положительным (вертикальная штриховка на рис. 7-21,*г*), что вызовет появление сеточного тока и увеличит время установления фронта (кривая *1* на рис. 7-21,*в*). При отрицательном скачке, имеющем место при переднем фронте отрицательного и заднем фронте положительного импульсов, отрицательное напряжение на сетке может стать настолько большим, что лампа на некоторое время запрется (горизонтальная штриховка на рис. 7-21,*г*); это также увеличит время установления (кривая *2* на рис. 7-21,*в*).

Для устранения выбросов напряжения в цепи сетка — катод, перегружающих лампу, увеличивающих время установления и уменьшающих максимально возможную амплитуду выходного сигнала, достаточно время установления катодного повторителя сделать в несколько раз меньше времени установления $t_{у.и}$ поступающих на вход импульсов.

Указанное условие удовлетворяется при соотношении

$$S_к \geqslant \frac{(4 \div 6) C_0}{t_{у\,и}} - \frac{1}{R}, \qquad (7\text{-}45)$$

руководствуясь которым и выбирают лампу для катодного повторителя, работающего при больших амплитудах сигнала. Для катодных повторителей, работающих при малых амплитудах входного синала (порядка 0,1 *в* и ниже) выполнение условия (7-45) необязательно, так как в этом

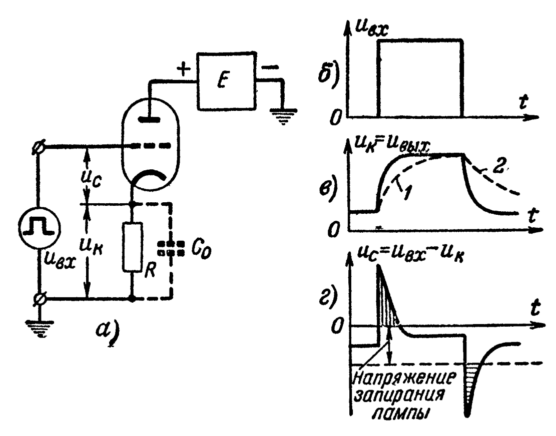


Рис. 7-21. Перегрузка катодного повторителя быстро нарастающими импульсами.

а — принципиальная схема; *б*, *в* и *г* — зависимость входного напряжения, выходного напряжения и напряжения сетка — катод от времени.

случае выбросы напряжения практически не влияют на работу каскада.

Свойства эмиттерного повторителя (рис. 3-14*г*, 3-15*в*) и область его применения аналогичны свойствам и области применения катодного повторителя. Особенно часто его используют как усилитель тока для повышения входного сопротивления устройства при высокоомном источнике сигнала, почти замыкающемся накоротко при непосредственном подключении к низкоомному входу устройства.

Коэффициенты усиления напряжения и тока, входное и выходное сопротивления эмиттерного повторителя в области частот, где еще не сказывается влияние междуэлектродных емкостей, и зависимость параметров транзистора от частоты определяются выражениями (4-15) и (4-16). В большинстве случаев входное сопротивление эмиттерно-

го повторителя много ниже сопротивления коллекторного перехода транзистора $r_к$; при этом коэффициент усиления напряжения K, коэффициент усиления тока $K_т$ и входное сопротивление $R_{вх}$ эмиттерного повторителя определяются простыми выражениями, удобными для практических расчетов:

$$K \approx \frac{R_{э\sim}}{R_{вх.э}(1-\alpha)+R_{э\sim}};\ K_т \approx \frac{1}{1-\alpha};$$

$$R_{вх} \approx \frac{R_{э\sim}}{1-\alpha}, \qquad (7\text{-}46)$$

где $R_{э\sim}$ — сопротивление нагрузки эмиттерной цепи переменному току;

α — статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с общей базой;

$R_{вх.э}$ — входное сопротивление транзистора при включении с общим эмиттером, найденное в точке покоя по его статической характеристике для такого включения.

Пример 7-4. Рассчитаем выходной каскад для широкополосного усилителя гармонических сигналов, работающего на коаксиальный кабель с характеристическим сопротивлением $R_н=75$ *ом*, нагруженный на конце активным сопротивлением 75 *ом* для обеспечения отсутствия отражения. В полосе рабочих частот от 10 *кгц* до 50 *Мгц* частотные искажения каскада не должны превышать 0,5 *дб*; амплитуда напряжения сигнала на входе кабеля должна быть не менее 2 *в*. Напряжение источника анодного питания усилителя равно 180 *в*; постоянная составляющая напряжения на кабеле должна отсутствовать.

Ввиду малого сопротивления нагрузки и очень широкой полосы рабочих частот применим в качестве выходного каскада усилителя катодный повторитель с разделительным конденсатором в цепи нагрузки по схеме на рис. 7-19,*в*, обеспечивающей более высокую стабилизацию режима по постоянному току, чем схема на рис. 7-19,*б*. При амплитуде выходного сигнала 2 *в* и сопротивлении нагрузки 75 *ом* от лампы потребуется амплитуда тока сигнала 2 : 75=0,0267 *а*, а следовательно, для катодного повторителя необходима лампа с током покоя цепи катода порядка 30—35 *ма* и высокой крутизной характеристики, чтобы не вносить сильного ослабления сигнала при работе на низкоомную нагрузку.

По справочнику найдем, что подходящим является пальчиковый пентод типа 6П15П, имеющий при $U_{а0}=U_{э0}=150$ *в* и $U_{с0}=-2{,}5$ *в*: $I_{а0}=30$ *ма*; $I_{э0}=4{,}5$ *ма*; $P_{а\,доп}=12$ *вт*; $S=14{,}7$ *ма/в*; $C_{вх}=13{,}5$ *пф*; $C_{вых}=7$ *пф*.

Выбрав указанный режим и включив лампу 6П15П для упрощения схемы каскада триодом (рис. 7-17,*б*), подадим на анод и экранирующую сетку напряжение 150 *в*; тогда для гашения избытка напряжения 180—150=30 *в* при токе катода 34,5 *ма* в цепь катода необходимо включить сопротивление $Z_к=R_к=30:0{,}0345=870$ *ом*. Остановившись для $R_к$ на ближайшем стандартном сопротивлении 910 *ом* и взяв для лампы 6П15П в цепи управляющей сетки сопротивление $R_с=0{,}47$ *Мом*,

что много меньше максимально допустимого для этой лампы значения $R_{с.доп}=1$ *Мом*, по формуле (7-40) рассчитаем величину гасящего сопротивления $R_г$ в цепи управляющей сетки:

$$R_г = \frac{180 \cdot 0{,}47 \cdot 10^6}{0{,}0345 \cdot 910 - 2{,}5} - 0{,}47 \cdot 10^6 = 2{,}46 \cdot 10^6 \text{ ом},$$

которую округляем до ближайшего стандартного значения 2,4 *Мом*.

Найдя по формуле (7-18), что крутизна катодного тока $S_к$ в выбранном режиме равна 16,9 *ма/в*, по выражениям (7-37) и (7-36) найдем полное сопротивление нагрузки R и коэффициент усиления катодного повторителя $K_{ср}$ на средних частотах:

$$R = \frac{910 \cdot 75}{910 + 75} = 69{,}4 \text{ ом}; \quad K_{ср} = \frac{16{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot 69{,}4}{1 + 16{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot 69{,}4} = 0{,}54,$$

откуда для получения выходного сигнала 2 *в* на вход катодного повторителя потребуется подать $2 : 0{,}54 = 3{,}7$ *в*.

Для получения частотных искажений на низшей рабочей частоте 10 *кгц* не более 0,5 *дб* ($M_н = 1{,}06$) емкость включенного последовательно с кабелем разделительного конденсатора $C_р$ согласно формуле (5-9) должна быть:

$$C_с = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10 \cdot 10^3 (55{,}5 + 75) \sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 0{,}348 \cdot 10^{-6} \text{ ф} \approx 0{,}5 \text{ мкф},$$

так как на основании формул (7-38) $R_с = R_н = 75$ *ом* и $R_{э\,н}$ оказывается равным 55,5 *ом*.

Приняв емкость монтажа цепи катода вместе с емкостью разделительного конденсатора на землю (общий провод) около 10 *пф*, для чего конденсатор $C_р$ следует взять малогабаритным и крепить на изоляционной прокладке или непосредственно на выводных проводниках, и емкость катод — подогреватель лампы 6П15П также порядка 10 *пф*, получим согласно формуле (7-38) при $C_н = 0$ значение $C_0 = 27$ *пф* и $R_{э\,в} = 32$ *ом*. При этом согласно формуле (5-8) коэффициент частотных искажений на высшей рабочей частоте 50 *Мгц* составит:

$$M_в = \sqrt{1 + (6{,}28 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 27 \cdot 10^{-12} \cdot 32)^2} = 1{,}037,$$

что не превосходит допустимого по условию значения 1,06.

Однако в рассчитанном таким образом катодном повторителе может не обеспечиваться заданная амплитуда выходного сигнала на высшей рабочей частоте, а также при заданной максимальной амплитуде выходного сигнала может сильно возрастать время установления каскада.

Так как полное сопротивление нагрузки рассчитанного каскада определяется сопротивлением параллельно соединенных активного сопротивления $R = 69{,}4$ *ом* и емкости $C_0 = 27 \cdot 10^{-12}$ *ф*, что на основании основ электротехники на высшей рабочей частоте $50 \cdot 10^6$ *гц* составит:

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + (6{,}28 f_в C_0 R)^2}} =$$

$$= \frac{69{,}4}{\sqrt{(1 + (6{,}28 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 27 \cdot 10^{-12} \cdot 69{,}4)^2}} = 59{,}8 \text{ ом},$$

то для получения на таком сопротивлении заданной амплитуды выходного напряжения 2 *в* от лампы потребуется амплитуда тока сигнала

$$I_m = \frac{U_{\text{вых}\,m}}{Z} = \frac{2}{59{,}8} = 0{,}035a = 35\ ма$$

Следовательно, ток покоя цепи катода, который для получения малых нелинейных искажений должен превышать в 1,1—1,2 раза максимальный ток сигнала, для получения на частоте 50 *Мгц* полного выходного напряжения должен быть увеличен до 37—40 *ма*.

Время установления рассчитанного катодного повторителя равно:

$$t_у = 2{,}2C\ R_{э.в} = 2{,}2 \cdot 27 \cdot 10^{-12} \cdot 32 = 1{,}9 \cdot 10^{-9}\ сек.$$

Подставив в формулу (7-45) найденные при расчете значения и решив результат относительно $t_{у.и}$, найдем, что рассчитанный катодный повторитель не будет заметно увеличивать время установления подаваемых на него импульсов, если время установления этих импульсов будет равно или больше

$$t_{у.и} \geqslant \frac{(4 \div 6)\,C_0R}{1 + S_кR} = \frac{(4 \div 6)\,27 \cdot 10^{-12} \cdot 69{,}4}{1 + 16{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot 69{,}4} = (3{,}5 \div 5{,}2)\,10^{-9}\ сек$$

Инверсный каскад с разделенной нагрузкой

В инверсном каскаде с разделенной нагрузкой нагрузка выходной цепи каскада разделена на две части, включенные одновременно как в провод анода, так и в провод катода (рис. 7-22) или в провод коллектора и в провод эмиттера. При равенстве токов сигнала в катодном и анодном проводах и равенстве сопротивлений нагрузки катодной и анодной цепей напряжение сигнала на сопротивлениях $R_к$ и $R_а$ будет одинаковым. Подключив через раздели-

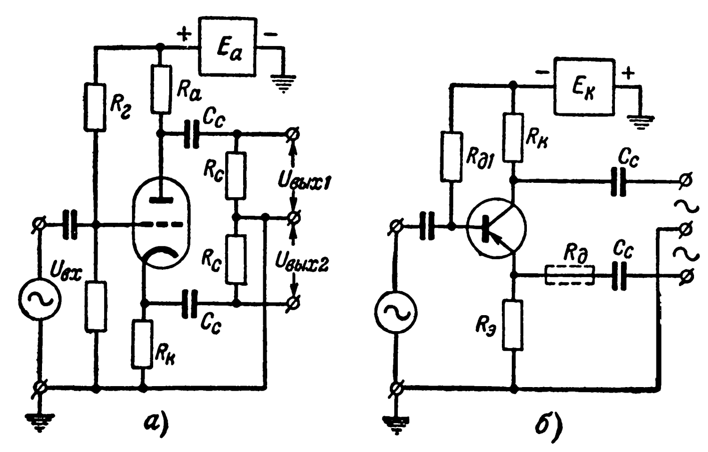


Рис. 7-22. Схемы инверсных каскадов с разделенной нагрузкой.
а — с триодом; *б* — с транзистором.

тельные конденсаторы C_c к аноду и катоду лампы симметричную нагрузку, получим на ней, как видно из рис. 7-22,*а*, симметричное относительно общего провода (земли) выходное напряжение, складывающееся из двух одинаковых по величине и противоположных по знаку напряжений $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$.

В каскаде с разделенной нагрузкой можно использовать триод, экранированную лампу, транзистор. При использовании в нем электронной лампы отрицательное смещение на управляющую сетку либо подают с части сопротивления $R_к$ (рис. 7-19,*б*), либо компенсируют излишнее смещение гасящим сопротивлением $R_г$ (рис. 7-22,*а*).

К положительным качествам инверсного каскада с разделенной нагрузкой относятся использование лишь одного усилительного элемента и очень хорошие частотная, фазовая и переходная характеристики на верхних частотах, а к его недостаткам — отсутствие усиления напряжения сигнала (так как нижнее плечо схемы представляет собой катодный повторитель) и вдвое меньшее максимальное выходное напряжение по сравнению с обычным реостатным каскадом, так как развиваемое усилительным элементом напряжение сигнала здесь делится пополам. В таком каскаде нельзя применять низкочастотную коррекцию цепочкой $C_ф R_ф$.

Инверсный каскад с разделенной нагрузкой применяют в широкополосных усилителях гармонических и импульсных сигналов, а также в усилителях звуковых частот как переходный каскад между однотактным и двухтактным каскадами. В качестве выходного каскада широкополосных усилителей он применяется редко вследствие малого максимального выходного напряжения.

Коэффициент усиления инверсного каскада с разделенной нагрузкой, равный отношению выходного напряжения одного плеча $U_{вых}$ к входному напряжению каскада $U_{вх}$, в области средних частот определяется следующими выражениями:

$$\left.\begin{aligned} K_{ср} &= \frac{\mu R_{\sim}}{(\mu + 2) R_{\sim} + R_i}; \\ K_{ср} &\approx \frac{S R_{\sim}}{\left(S + \frac{2}{R_i}\right) R_{\sim} + 1}, \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}47)$$

первое из которых удобно для триода, а второе — для экранированной лампы. Здесь $R_{\sim}$ — сопротивление на-

грузки анодной и катодной цепей, равное для схемы на рис. 7-22,а сопротивлению параллельного соединения $R_а$ и $R_с$.

Для расчета частотных, фазовых и переходных характеристик инверсного каскада с разделенной нагрузкой пригодны формулы обычного реостатного каскада при условии, что для триода сопротивление R в этих формулах заменяют на $\frac{R_i + R_\sim}{1+\mu}$, а для экранированной лампы на $\frac{1}{S}$ сопротивление $R_{э.н}$ полагают равным нулю, а значение C_0 находят из выражения

$$C_0 = 2C_{а к} + C_м + C_н + C_{к п}, \qquad (7\text{-}48)$$

где $C_{а.к}$ — емкость анод—катод лампы каскада;
$C_м$ — емкость монтажа одного плеча схемы;
$C_н$ — емкость одного плеча нагрузки;
$C_{к.п}$ — емкость катод—подогреватель.

При экранированной лампе с присоединенными к катоду защитной сеткой и нижним концом блокировочного конденсатора $C_э$ к емкости C_0 добавляется сумма емкостей анод — защитная сетка и анод — экранирующая сетка, помноженная на $1+K_{ср}$.

Ввиду очень низкого выходного сопротивления катодного плеча инверсного каскада с разделенной нагрузкой его частотная и фазовая характеристики на верхних частотах, а следовательно, и переходная характеристика в области малых времен почти такие же, как у катодного повторителя, и не нуждаются в высокочастотной коррекции до десятков мегагерц.

Динамическая входная емкость каскада с разделенной нагрузкой много меньше, чем у обычного реостатного каскада, и определяется: 1) для триода, 2) для экранированной лампы с нижним выводом от $C_э$ на катоде и 3) для экранированной лампы с нижним выводом от $C_э$ на общем проводе соответственно выражениями:

$$\left.\begin{aligned} &1)\quad C_{вх.д} = C_{с.к}(1 - K_{ср}) + C_{а с}(1 + K_{ср}); \\ &2)\quad C_{вх.д} = C_{вх}(1 - K_{ср}) + C_{пр}(1 + K_{ср}) \approx \\ &\qquad \approx C_{вх}(1 - K_{ср}); \\ &3)\quad C_{вх.д} \approx C_{вх}(1 - 0{,}5K_{ср}). \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}49)$$

Из-за того что емкость нагрузки C_0 анодного плеча каскада с разделенной нагрузкой на величину $C_{к.п}$ меньше емкости нагрузки катодного плеча, при равенстве анодного и катодного токов частотная характеристика анодного плеча при усилении гармонических сигналов приобретает подъем на верхних частотах, а при усилении импульсных сигналов — выброс фронта импульса, это создает асимметрию выходного напряжения на верхних частотах. Такая асимметрия проявляется лишь на частотах в десятки килогерц и выше и в усилителях звуковых частот не имеет значения В широкополосных усилителях, где она недопустима, ее устраняют подключением параллельно сопротивлению $R_а$ или между анодом и общим проводом небольшого подстроечного конденсатора, изменением емкости которого добиваются симметрии выходного напряжения на верхних частотах.

На нижних частотах симметрия выходного напряжения каскада с разделенной нагрузкой может нарушиться из-за влияния внутреннего сопротивления источника питания, а также из-за влияния цепочки $C_ф R_ф$, если она имеется в каскаде. Для устранения асимметрии на нижних частотах сопротивление источника питания должно быть настолько малым, а емкость конденсатора $C_ф$ настолько большой, чтобы сопротивление этих цепей практически не нарушало равенства сопротивлений нагрузки анодной и катодной цепей на низшей рабочей частоте.

При использовании в каскаде с разделенной нагрузкой экранированной лампы и подключении нижнего вывода от конденсатора $C_э$ к общему проводу через сопротивление $R_к$ проходит переменная составляющая катодного тока, превышающая переменную составляющую анодного тока в $S_к/S$ раз. В этом случае для получения от каскада симметричного выходного напряжения сопротивление нагрузки катодного плеча переменному току следует взять в $S_к/S$ раз меньше сопротивления нагрузки анодного плеча переменному току.

В транзисторном каскаде с разделенной нагрузкой, ввиду того что через эмиттерное плечо проходит ток эмиттера, а через коллекторное — ток коллектора при одинаковых сопротивлениях нагрузки плеч выходное напряжение эмиттерного плеча получается в $1/\alpha$ раз больше, где α — статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с общей базой. В этом случае для получения симметричного выхода полное сопротивление нагрузки эмиттерного плеча переменному току должно быть в $1/\alpha$ раз меньше полного сопротивления нагрузки коллекторного плеча.

В провод эмиттерного плеча иногда включают последовательное сопротивление $R_д$ (показано пунктиром на рис. 7-22,*б*), увеличивающее его низкое выходное сопротивление; при больших амплитудах сигнала это может снизить вносимые оконечным каскадом нелинейные искажения.

При наличии сопротивления $R_д$ для получения симметричного входного напряжения на транзисторах оконечного каскада сопротивление $R_э$ берут больше $R_к$.

При использовании в каскаде с разделенной нагрузкой триода и подаче смещения на сетку по схеме на рис. 7-19,*б* имеет место еще одна причина возникновения асимметрии выходного напряжения при одинаковых сопротивлениях нагрузки анодного и катодного плеч. В этом случае через сопротивление $R_с$ течет ток от источника сигнала, проходящий затем через $R_к$ вместе с переменной составляющей катодного тока лампы. Для того чтобы вызываемая этим явлением асимметрия

выходного напряжения не превышала 2%, сопротивление R_c должно удовлетворять условию

$$R_c \geqslant 50R_к \frac{1 - K_{ср}}{K_{ср}}. \quad (7\text{-}50)$$

В ламповом инверсном каскаде с разделенной нагрузкой, предназначенном для усиления звуковых частот, сопротивления $R_а$ и $R_к$ обычно берут порядка нескольких десятков килоом, так как при дальнейшем увеличении этих сопротивлений как коэффициент усиления каскада, так и глубина обратной связи практически не изменяются. В широкополосных инверсных каскадах с разделенной нагрузкой значение $R_к$, а следовательно, и связанное с ним $R_а$ выбирают из тех же соображений, что и в катодном повторителе (см. стр. 252—253). В транзисторном каскаде сопротивление в коллекторной цепи берут, если возможно, в 10—20 раз больше входного сопротивления транзистора следующего каскада.

Остальные детали инверсного каскада с разделенной нагрузкой рассчитывают так же, как в обычном реостатном каскаде.

Инверсный каскад с катодной (эмиттерной) связью

В инверсном каскаде с катодной связью (рис. 7-23,*а*) в общий катодный провод двух ламп $Л_1$ и $Л_2$ включено сопротивление катодной связи $R_{к.с}$, создающее в каскаде отрицательную обратную связь, улучшающую свойства каскада. В анодные цепи ламп включены сопротивления $R_а$, с которых снимается выходное напряжение. Если падение напряжения на сопротивлении $R_{к.с}$ превышает необходимую величину отрицательного смещения, то смещение снимают с части сопротивления $R_{к.с}$ или вводят в цепь сеток компенсирущее положительное напряжение через гасящие сопротивления $R_г$. Входной сигнал подают на управляющую сетку лампы $Л_1$ и общий провод; управляющая сетка лампы $Л_2$ присоединяется непосредственно или через конденсатор большой емкости $C_{с2}$ к общему проводу.

При подаче на вход каскада положительной полуволны сигнала напряжение на сетке лампы $Л_1$ растет, ее ток катода увеличивается и падение напряжения на сопротивлении $R_{к.с}$ возрастает. При этом увеличивается отрицательное напряжение на сетке лампы $Л_2$, в результате чего ее ток катода падает. Отсюда видно, что выходное напря-

жение лампы $Л_2$ имеет противоположную полярность по сравнению с выходным напряжением лампы $Л_1$

Достоинствами инверсного каскада с катодной связью являются малый коэффициент гармоник и малая чувствительность к пульсации питающих напряжений, почти вдвое большее максимальное выходное напряжение по сравне-

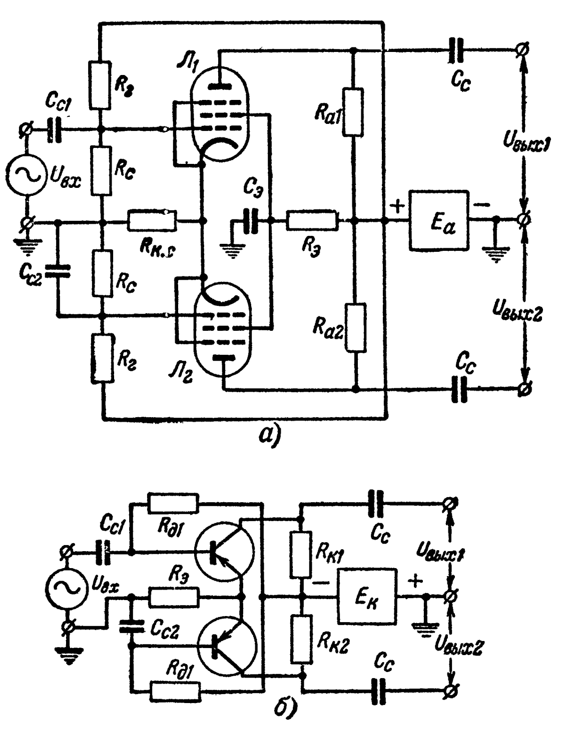


Рис. 7-23. Схемы инверсных каскадов.
а — с катодной связью, *б* — с эмиттерной связью.

нию с каскадом с разделенной нагрузкой, хорошие частотная, фазовая и переходная характеристики, примерно такие же, как у обычного реостатного каскада, возможность применения в обоих плечах каскада как высокочастотной, так и низкочастотной коррекции. К недостаткам каскада с катодной связью можно отнести малый коэффициент усиления напряжения (примерно вдвое меньший по сравнению с каскадом с общим катодом), необходимость применения двух усилительных элементов и неполную симметрию выходного напряжения при одинаковых сопротивле-

ниях нагрузки плеч каскада, а также невозможность введения в каскад последовательной обратной связи.

Вследствие указанных свойств инверсный каскад с катодной связью обычно применяют в широкополосных усилителях как гармонических, так и импульсных сигналов, где требуются хорошие характеристики, а небольшая асимметрия выходного напряжения является допустимой. Асимметрию нетрудно устранить, взяв сопротивление R_{a1} меньше, чем R_{a2}, но в указанных усилителях в этом обычно нет необходимости. Каскад с катодной связью используют как в качестве переходного от однотактной схемы к двухтактной, так и в качестве оконечного каскада для работы на симметричную нагрузку (например, электронно-лучевую трубку с симметричной системой электростатического отклонения).

В инверсном каскаде с катодной связью можно использовать триоды, экранированные лампы, транзисторы. Триоды в нем используют только при усилении невысоких частот из-за их большой динамической входной емкости. При этом удобен двойной триод, уменьшающий размеры каскада, его стоимость и разброс параметров плеч.

При одинаковых усилительных элементах в плечах каскада и одинаковых сопротивлениях их нагрузки выходное напряжение ведущего плеча (плеча с лампой $Л_1$) всегда больше выходного напряжения ведомого плеча. Средний коэффициент усиления каскада с катодной связью на средних частотах при использовании в нем одинаковых триодов и одинаковых сопротивлениях анодной нагрузки плеч переменному току $R_{a\sim}$, равный отношению половины суммы выходных напряжений плеч к входному напряжению, определяется простым выражением

$$K_{ср} = \frac{U_{вых1} + U_{вых2}}{2U_{вх}} = \frac{\mu R_{a\sim}}{2(R_i + R_{a\sim})}. \qquad (7\text{-}51)$$

Отношение выходного напряжения ведущего плеча к выходному напряжению ведомого, называемое коэффициентом асимметрии, в этом случае определяется как

$$q = \frac{U_{вых1}}{U_{вых2}} = \frac{(1+\mu) R_{к.с} + R_i + R_{a\sim}}{(1+\mu) R_{к.с}}. \qquad (7\text{-}52)$$

При выбранной величине сопротивления катодной связи $R_{к.с}$ и необходимости получения строго симметричного выходного напряжения ($q = 1$) сопротивление анодной нагрузки ве-

дущего плеча переменному току $R_{a\sim 1}$ определяют через сопротивление анодной нагрузки ведомого плеча $R_{a\sim 2}$ из выражения

$$R_{a\sim 1} = R_{a\sim 2} \frac{(1+\mu) R_{к.с}}{(1+\mu) R_{к.с} + R_i + R_{a\sim 2}}. \qquad (7\text{-}53)$$

При одинаковых сопротивлениях анодной нагрузки плеч переменному току $R_{a\sim 1} = R_{a\sim 2} = R_{a\sim}$ и заданном коэффициенте асимметрии сопротивление катодной связи должно быть не меньше

$$R_{к.с} \geqslant \frac{R_i + R_{a\sim}}{(q-1)(1+\mu)}. \qquad (7\text{-}54)$$

При использовании в каскаде с катодной связью экранированных ламп и широкополосном усилении $R_i \gg R_{a\sim} \gg R_{к.с}$, а $\mu \gg 1$. В этом случае приведенные выше формулы упрощаются, принимая следующий вид:

$$K_{ср} = \frac{SR_{a\sim}}{2}; \quad q = \frac{1 + S_к R_{к.с}}{S_к R_{к.с}};$$

$$R_{a\sim 1} = \frac{R_{a\sim 2} S_к R_{к.с}}{1 + S_к R_{к.с}}; \quad R_{к.с} = \frac{1}{(q-1) S_к}. \qquad (7\text{-}55)$$

При экранированных лампах в каскаде их экранирующие сетки соединяют вместе, включив в цепь общее гасящее сопротивление $R_э$ и общий блокировочный конденсатор $C_э$ между сетками и общим проводом, как показано на рис. 7-23; конденсатор $C_э$ в этом случае можно исключить, что мало отразится на работе каскада.

Динамическая входная емкость каскада с катодной связью примерно вдвое меньше, чем обычного реостатного каскада, и может быть найдена из выражений:

$$\left.\begin{aligned} C_{вх.д} &\approx 0{,}5C_{с.к} + C_{а.с}(1 + K_{ср}); \\ C_{вх.д} &\approx 0{,}75C_{вх} + C_{пр}(1 + K_{ср}), \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}56)$$

первое из которых относится к каскаду с триодами, а второе к каскаду с экранированными лампами.

Как было указано выше, в широкополосных инверсных каскадах с катодной связью сопротивления анодных нагрузок в плечах обычно берут одинаковыми, что создает некоторую асимметрию выходных напряжений на средних частотах; эта асимметрия на верхних частотах увеличивается из-за влияния емкостей, шунтирующих сопротивление $R_{к.с}$. Такое увеличение асимметрии обычно проявляется лишь на

частотах порядка десятков мегагерц, так как выходное сопротивление каскада между точками присоединения $R_{к.с}$ очень мало. На нижних частотах асимметрия каскада с катодной связью, изображенного на рис. 7-23, также возрастает из-за частотных искажений, вносимых конденсатором C_{c2}. Для уменьшения этой асимметрии емкость конденсатора C_{c2} можно взять в несколько раз больше емкости C_{c1}.

Выбор сопротивления катодной связи $R_{к.с}$ производят либо исходя из допустимой величины падения напряжения на нем, которое не должно превышать допустимой для примененных ламп разности потенциалов катод — подогреватель и не должно недопустимо снижать напряжение на аноде ламп, либо исходя из допустимой асимметрии выходных напряжений в плечах по уравнениям (7-54) или (7-55). В последнем случае, разумеется, также необходимо учитывать допустимую разность потенциалов катод — подогреватель и допустимое падение напряжения на сопротивлении $R_{к.с}$.

Сопротивления в анодных цепях и другие детали схемы каскада рассчитывают так же, как и для обычного реостатного каскада. Высокочастотную и низкочастотную коррекцию, если она имеется в каскаде, рассчитывают обычным образом. Частотные, фазовые и переходные характеристики рассчитывают по формулам реостатного каскада с коррекцией или без нее, если последняя отсутствует.

У транзисторного варианта этого каскада, называемого инверсным каскадом с эмиттерной связью (рис. 7-23,*б*), входное сопротивление примерно вдвое выше входного сопротивления обычного реостатного каскада с общим эмиттером, коэффициент усиления тока обычно можно считать равным статическому коэффициенту усиления тока использованных транзисторов при включении с общим эмиттером $\beta \approx \frac{\alpha}{1-\alpha}$, а коэффициент асимметрии q при одинаковых нагрузках коллекторных цепей плеч можно найти по формуле из выражения (7-55), считая $R_{к.с}$ равным сопротивлению эмиттерной связи $R_э$ и $S_к$ равным $\frac{1}{R_{вх.э}(1-\alpha)}$; обозначения здесь те же, что и в формулах (7-46).

Инверсный каскад с общим катодом

В инверсном каскаде с общим катодом для получения выходного напряжения противоположной полярности используется фазоопрокидывающее плечо схемы с триодом

$Л_2$, включенным с общим катодом (рис. 7-24,*а*). Плечо с триодом $Л_1$, включенным также с общим катодом, выполняет здесь роль каскада предварительного усиления, а поэтому расчет этого плеча не отличается от расчета обычного реостатного каскада. Для упрощения и удешевления инверсного каскада с общим катодом в нем обычно ис-

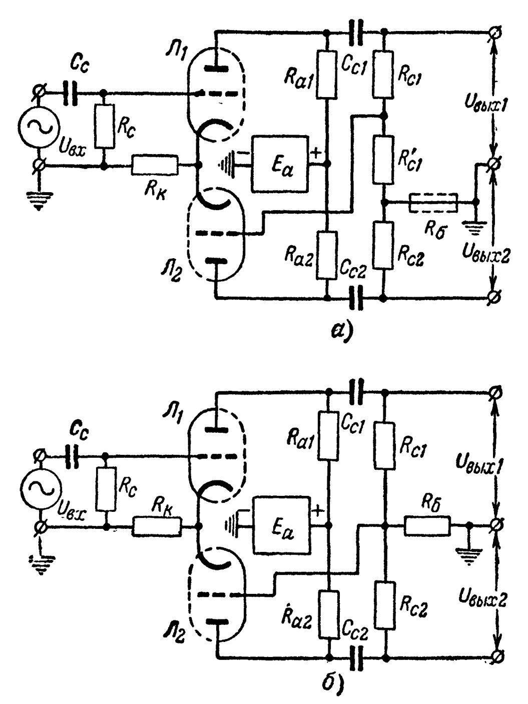


Рис. 7-24. Схемы инверсных каскадов с общим катодом.

а — обычная; *б* — упрощенная автобалансная.

пользуют сдвоенный триод; применение здесь транзисторов затруднено их низким входным сопротивлением.

На сетку триода $Л_2$ напряжение сигнала подается с делителя из сопротивлений R_{c1} и R'_{c1}, подключенного к выходу усилительного плеча; отрицательное смещение на сетки обоих триодов подается с сопротивления катодного смещения $R_к$, включенного в их общий катодный провод. Напряжение сигнала, поступающее на сетку триода $Л_2$, находится в фазе с выходным напряжением $U_{вых1}$ усилительного плеча. Выход-

ное напряжение $U_{вых2}$ триода $Л_2$, включенного с общим катодом, как известно, имеет противоположную полярность по отношению к его входному напряжению. Отсюда следует, что $U_{вых2}$ имеет полярность, противоположную $U_{вых1}$. Для того чтобы $U_{вых}$, по абсолютной величине было равно $U_{вых1}$, ослабление напряжения сигнала делителем $R_{c1}R'_{c1}$ делают равным коэффициенту усиления фазоопрокидывающего плеча $K_{ср}$ на средних частотах. Отсюда определяется необходимая величина нижнего сопротивления делителя

$$R'_{c1} = \frac{R_{c1}}{K_{ср} - 1}. \qquad (7\text{-}57)$$

Остальные детали схемы фазоопрокидывающего плеча берут одинаковыми с деталями схемы усилительного плеча. Величину сопротивлений $R_{a1} = R_{a2}$, $R_{c1} = R_{c2}$, конденсаторов C_{c1}, C_{c2} выбирают и рассчитывают так же, как в обычном реостатном каскаде. Коэффициент усиления усилительного плеча определяется формулой (5-5) реостатного каскада.

При одинаковых лампах и деталях в плечах каскада токи сигнала в катодных проводах обеих ламп одинаковы и противоположно направлены, в результате чего ток сигнала в их общем катодном проводе отсутствует. Поэтому сопротивление $R_к$ не нужно шунтировать конденсатором. Отсутствие этого конденсатора в рассматриваемом каскаде даже полезно, так как при несимметрии плечей каскада на сопротивлении $R_к$ появляется напряжение сигнала, создающее отрицательную обратную связь для плеча с более высоким выходным напряжением и положительную связь для плеча с меньшим напряжением. Эти обратные связи автоматически балансируют схему, уменьшая ее несимметрию.

Достоинствами инверсного каскада с общим катодом являются вдвое большее максимальное выходное напряжение, чем у каскада с разделенной нагрузкой, и вдвое больший коэффициент усиления по сравнению с каскадом с катодной связью. Его недостатками являются худшие частотная, фазовая и переходная характеристики, чем у каскада с разделенной нагрузкой, больший коэффициент гармоник, чем у каскада с катодной связью, чувствительность к пульсациям источников питания, асимметрия выходных напряжений на низких и на высоких частотах, асимметрия выходных напряжений на средних частотах

при установке в каскад лампы с параметрами, отличающимися от расчетных, затруднительность введения как высокочастотной, так и низкочастотной коррекции.

Асимметрия выходных напряжений на низких и высоких частотах объясняется дополнительными частотными, фазовыми и переходными искажениями, вносимыми фазоопрокидывающим плечом. Для уменьшения асимметрии на низких частотах можно емкость разделительного конденсатора фазоопрокидывающего плеча C_{c2} взять в несколько раз больше емкости конденсатора C_{c1}. Для снижения асимметрии на высоких частотах параллельно сопротивлению R_{c1} делителя $R_{c1}R'_{c1}$ можно включить подстроечный конденсатор емкостью порядка десятка пикофарад; подстройкой его добиваются сильного уменьшения асимметрии.

Для уменьшения асимметрии выходных напряжений каскада на средних частотах, имеющей место при установке в каскад лампы с параметрами, отличающимися от тех, по которым производился расчет сопротивления R'_{c1}, в провод, соединяющий нижний конец этого сопротивления с точкой нулевого потенциала схемы («землей»), включают балансирующее сопротивление $R_б$ порядка 0,3—0,5 R_{c1}, показанное на рис. 7-24,*а* пунктиром. В таком виде каскад называют **автобалансным инверсным каскадом с общим катодом**.

При $U_{вых1} > U_{вых2}$ на балансирующем сопротивлении $R_б$ появляется напряжение сигнала, имеющее полярность, совпадающую с напряжением сигнала на сопротивлении R'_{c1}; в результате этого на сетку фазоопрокидывающей лампы $Л_2$ поступает увеличенное напряжение сигнала, что автоматически балансирует схему. При $U_{вых1} < U_{вых2}$ напряжение на сопротивлении $R_б$ имеет обратную полярность и уменьшает напряжение на сетке лампы $Л_2$, также балансируя схему. При $U_{вых1} = U_{вых2}$ напряжение сигнала на $R_б$ отсутствует.

В автобалансном инверсном каскаде обычно не включают параллельно сопротивлению R_{c1} делителя подстроечный конденсатор и конденсаторы C_{c1} и C_{c2} берут одинаковой емкости, так как каскад автоматически симметрирует себя не только на средних, но и на низких и высоких частотах.

В таком каскаде асимметрия выходных напряжений на средних частотах уменьшается от действия сопротивления $R_б$

в $1+\frac{K_{2ср}R_б}{2R_б+R_{c1}}$ раз, где $K_{2ср}$ — коэффициент усиления плеча с лампой $Л_2$ на средних частотах.

Так, например, если каскад без балансирующего сопротивления имеет асимметрию выходных напряжений плечей 15%, то при $K_{2ср}=30$, $R_{c1}=R_{c2}=200$ *ком* и $R_б=100$ *ком* асимметрия согласно приведенному выражению уменьшится в 8,5 раз и составит лишь 1,77%, что допустимо для возбуждения даже высококачественных двухтактных каскадов.

Более простая схема автобалансного инверсного каскада, не содержащая сопротивления R'_{c1}, изображена на рис. 7-24,*б*; здесь роль делителя выполняют не равные по величине сопротивления R'_{c1} и R_{c2}. Принцип действия этой схемы и ее свойства те же, что у схемы на рис. 7-24,*а*; вследствие своей простоты она обычно и применяется на практике.

Сопротивление R_{c1} для правильной работы этой схемы должно быть равно:

$$R_{c1}=R_{c2}\frac{K_{2ср}-1-2\frac{R_2}{R_{c2}}}{K_{2ср}+1+\frac{R_2+R_{c2}}{R_б}}, \tag{7-58}$$

где $K_{2ср}=\mu_2\frac{R_{a2}}{R_{i2}+R_{a2}}$; $R_2=\frac{R_{i2}R_{a2}}{R_{i2}+R_{a2}}$;

μ_2 — статический коэффициент усиления лампы $Л_2$;
R_{i2} — ее внутреннее сопротивление в точке покоя.

Входная динамическая емкость всех вариантов инверсного каскада с общим катодом определяется формулой (4-5), как и для обычного реостатного каскада.

Инверсные каскады с общим катодом применяют в усилителях звуковых частот в качестве переходных каскадов от однотактных схем к двухтактным; здесь их свойства, в особенности автобалансных вариантов, вполне удовлетворительны. Для широкополосного усиления инверсные каскады с общим катодом непригодны вследствие сильной асимметрии на верхних и нижних частотах.

7-5. ПРИМЕРЫ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Простейшие схемы введения отрицательной обратной связи, охватывающей только один каскад, применимые лишь при малой глубине связи (βK не выше нескольких единиц) даны на рис. 7-25.

На рис. 7-25,*а* показан ламповый реостатный каскад с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению; примером транзисторного реостатного каскада с такой же обратной связью является схема на рис. 3-14,*а*.

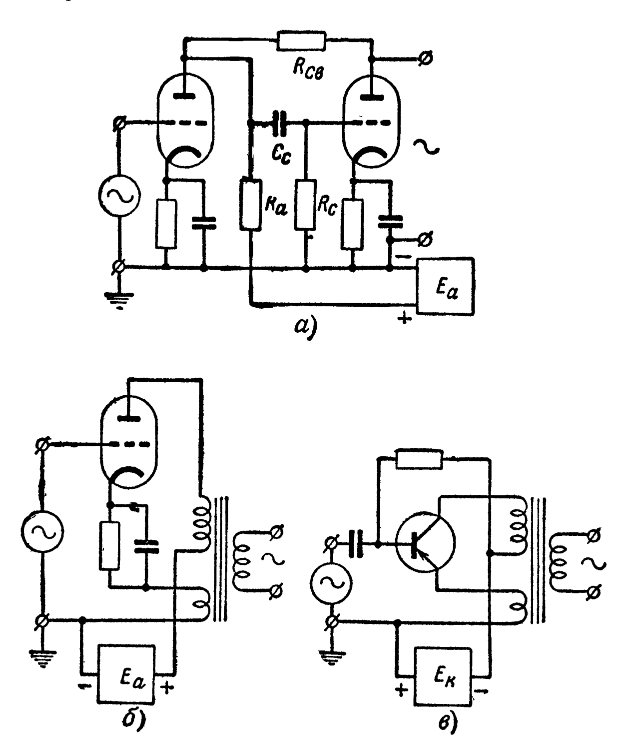


Рис. 7-25. Схемы обратной связи, охватывающей один каскад.

а — в ламповом реостатном каскаде; *б* — в ламповом трансформаторном каскаде; *в* — в транзисторном трансформаторном каскаде.

На рис. 7-25,*б* и *в* изображены ламповый и транзисторный трансформаторные каскады с последовательной обратной связью по напряжению, снимаемой со специальной обмотки обратной связи, имеющейся на трансформаторе. На этих схемах обратная связь отрицательна лишь при определенном включении выводов обмотки обратной связи и первичной обмотки; перемена выводов любой из обмоток превращает обратную связь в положительную. Строго говоря, в схемах на рис. 7-25,*б* и *в* имеет место смешанная по

выходу обратная связь; но составляющая связи по току здесь обычно очень мала, и с ней в большинстве случаев можно не считаться.

При охвате обратной связью двух реостатных каскадов подача напряжения обратной связи с выхода второго каскада на вход первого через сопротивление, как это сделано на рис. 7-25,*а*, невозможна, так как при этом вследствие перемены полярности сигнала каждым из каскадов связь оказывается положительной. Для получения в этом случае отрицательной связи изменяют полярность напряжения обратной связи, вводимого во входную цепь, путем снятия его с включенного в катод (или эмиттер) первого каскада сопротивления $R_{св}$ (рис. 7-26). В таком усилителе, кроме основной петли последовательной отрицательной обратной связи по напряжению, охватывающей оба каскада, первый каскад имеет местную последовательную отрицательную обратную связь по току, создаваемую прохождением катодного тока лампы первого каскада через сопротивление $R_{св}$; однако вследствие значительно меньшей

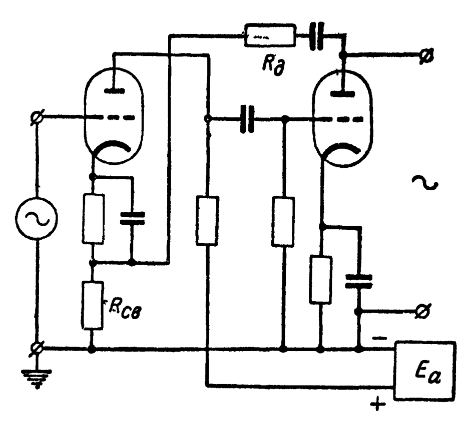


Рис. 7-26. Введение отрицательной обратной связи в двухкаскадном реостатном усилителе.

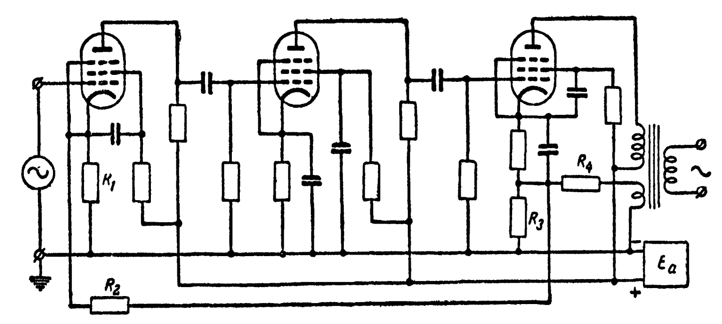


Рис. 7-2. Упрощенная принципиальная схема трехкаскадного усилителя дальней связи с отрицательной обратной связью

глубины эта местная связь мало влияет на свойства усилителя.

В усилителях дальней телефонной связи и усилителях некоторых измерительных приборов для получения очень малого коэффициента гармоник и стабилизации коэффициента усиления усилителя обратной связью приходится охватывать весь усилитель, нередко состоящий из трех и более каскадов. Упрощенная принципиальная схема трехкаскадного усилителя дальней связи со смешанной по выходу последовательной отрицательной обратной связью приведена на рис. 7-27. Здесь, кроме основной петли, охватывающей все три каскада и подающейся от специальной обмотки выходного трансформатора на сопротивление R_1, первый каскад имеет местную связь по току, обусловленную этим сопротивлением, а третий каскад — местную смешанную по выходу связь от делителя R_3R_4 и обмотки обратной связи на выходном трансформаторе.

Глава восьмая

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА И ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

8-1. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основные свойства и применение

Усилители постоянного тока, усиливающие не только переменную, но и постоянную составляющую сигнала, находят широкое применение в современной технике. Они используются во всевозможной электронной аппаратуре, например ламповых вольтметрах, электронных осциллоскопах, схемах автоматической регулировки усиления радиоприемников, стабилизаторах тока и напряжения, многих управляющих и следящих системах и в ряде других случаев.

По принципу действия усилители постоянного тока делятся на два основных типа: усилители прямого усиления и усилители с преобразованием.

Усилители постоянного тока прямого усиления

Единственной схемой межкаскадной связи, пригодной для усилителей постоянного тока прямого усиления, является схема гальванической связи, осуществляемой через

элементы, проводящие постоянный ток, с сопротивлением в рабочей полосе частот усилителя, не зависящим от частоты. Конденсаторы, трансформаторы, дроссели в цепях межкаскадной связи таких усилителей использованы быть не могут.

Простейшим вариантом схемы гальванической межкаскадной связи является схема непосредственной связи, в которой напряжение сигнала, усиленное предыдущим усилительным элементом, непосредственно поступает с его выхода на вход следующего усилительного элемента или в нагрузку. Однако практическое осуществление такого способа связи затрудняется тем, что при нем на вход усилительного элемента или на зажимы нагрузки с выхода предыдущего усилительного элемента поступает, кроме сигнала, также и напряжение питания выходной цепи, которое приходится компенсировать.

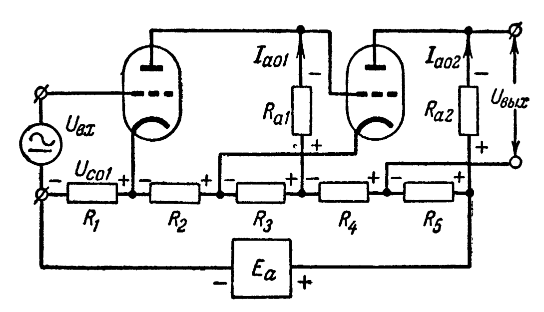


Рис. 8-1. Схема усилителя постоянного тока с делителем напряжения в цепи питания.

Один из вариантов схемы усилителя постоянного тока прямого усиления с непосредственной связью, в котором компенсация осуществляется от делителя напряжения в цепи питания, изображен на рис. 8-1. Здесь каскады питают от делителя напряжения R_1—R_5, присоединенного к общему источнику питания $E_а$. Падение напряжения на сопротивлении R_1 создает отрицательное смещение на сетке первой лампы усилителя, а падение напряжения на сопротивлениях R_2 и R_3 используют в качестве источника анодного питания для этой же лампы.

Сопротивление R_3 берут таким, чтобы падение напряжения на нем было меньше произведения $I_{a01}R_{a1}$ на величину необходимого отрицательного смещения на сетке второй лампы; это создает нужное смещение на ее сетке. Ис-

точником анодного напряжения для второй лампы является падение напряжения питания на сопротивлениях R_3—R_5. Падение напряжения на сопротивлении R_5 берут равным $I_{a02}R_{a2}$; при этом выходное напряжение усилителя, снимаемое с анода второй лампы и точки соединения сопротивлений R_4 и R_5, при отсутствии сигнала на входе равно нулю, что и требуется от усилителя.

Коэффициент усиления каждого из каскадов такого усилителя определяется обычной формулой (5-5), в которой $R_{a\sim}$ заменяют на R_a. Частотная характеристика на верхних частотах и время установления каскада могут быть найдены по выражениям (5-8) и (5-14). Частотные искажения на нижних частотах и спад вершины импульса, как и во всех каскадах усиления постоянного тока, здесь отсутствуют.

Отсутствие в схеме на рис. 8-1 общей точки между входной и выходной цепями приводит к тому, что при заземлении минуса источника питания нагрузка усилителя оказывается под значительным напряжением относительно земли; при заземлении одного из выходных зажимов под напряжением оказывается источник сигнала. Это обстоятельство иногда является недопустимым; кроме того, при подогревных лампах и общей обмотке питания нитей накала здесь имеет место разность потенциалов между катодом и подогревателем, которая не должна превышать допустимого для ламп значения.

Для того чтобы в делителе R_1—R_5 не могла создаваться сильная паразитная связь между каскадами, нарушающая правильную работу усилителя, ток в делителе берут в несколько раз больше анодного тока ламп; это приводит к бесполезному расходу энергии питания.

В другом варианте схемы усилителя постоянного тока прямого усиления с непосредственной связью компенсация питающего напряжения осуществляется за счет падения напряжения на элементах схемы каскада (примером такого усилителя может служить двухкаскадная схема, изображенная на рис. 8-7). Компенсация такого типа может быть осуществлена лишь в некоторых схемах, и на практике применить ее не всегда удается.

Второй разновидностью гальванической связи является схема потенциометрической межкаскадной связи (рис. 8-2), часто применяемая в усилителях постоянного тока прямого усиления. Здесь входная и выходная цепи имеют общую точку; питание схемы осуществляется

от источника, средняя точка которого присоединяется к общему проводу. Эта средняя точка может быть искусственной, т. е. образована сопротивлениями R_1 и R_2, как это показано на рисунке. Здесь компенсацию положительного напряжения, поступающего с анода предыдущей лампы на сетку последующей, и подачу отрицательного смещения производят от делителей напряжения (потенциометров, откуда схема и получила свое название) из сопротивлений

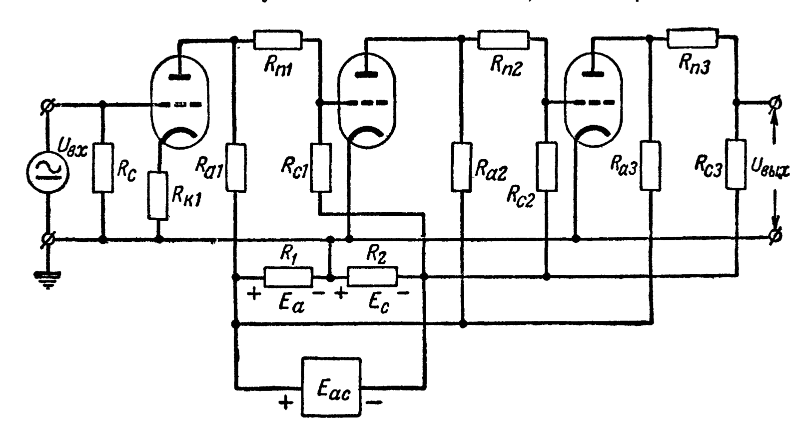


Рис. 8-2. Схема усилителя постоянного тока с потенциометрической межкаскадной связью.

$R_п$ и $R_с$, питаемых от источника отрицательного смещения $E_с$; роль этого источника в схеме на рис. 8-2 играет падение напряжения на сопротивлении R_2. Таким же образом компенсируется анодное напряжение покоя выходной лампы.

Питание анодных цепей здесь осуществляют от общего источника анодного питания $E_а$, роль которого в схеме на рис. 8-2 играет падение напряжения на сопротивлении R_1. Если для питания схемы используют источник со средней точкой или два отдельных последовательно соединенных источника, то сопротивления R_1 и R_2 из схемы исключают.

Расчет сопротивлений $R_п$ и $R_с$ производят по следующим формулам:

$$R_п = \frac{R_а(U_{а0} - U_{с0сл})}{E_а - U_{а0}\left(1 + \frac{R_а}{R_0}\right)}; \quad R_с = \frac{R_а(E_с + U_{с0сл})}{E_а - U_{а0}\left(1 + \frac{R_а}{R_0}\right)}, \qquad (8\text{-}1)$$

где $R_0 = \frac{U_{a0}}{I_{a0}}$ — сопротивление лампы каскада постоянному току;

U_{a0} и I_{a0} — напряжение покоя на аноде лампы и ток покоя цепи анода;

E_a и E_c — напряжение источника анодного питания и источника сеточного смещения или соответствующие им падения напряжения на сопротивлениях R_1 и R_2;

$U_{сосл}$ — напряжение отрицательного смещения на сетке следующей лампы.

Формулы (8-1) относятся к каскадам предварительного усиления без катодного смещения (как, например, второй каскад на рис. 8-2); для каскада с сопротивлением катодного смещения (первый каскад на том же рисунке) в формулы (8-1) вместо U_{a0} подставляют сумму $U_{a0}+I_{a0}R_к$ для лампы рассчитываемого каскада, а R_0 заменяют суммой $R_0+R_к$. При расчете сопротивлений $R_п$ и R_c для выходного каскада (третий каскад на рис. 8-2) в формулах (8-1) значение $U_{сосл}$ считают равным нулю.

Недостатком потенциометрической схемы усиления постоянного тока является меньший (в 1,5—2 раза) коэффициент усиления по сравнению со схемой непосредственной связи; это объясняется падением на сопротивлении $R_п$ части напряжения усиленного сигнала. Значение $K_{ср}$ для каскада с потенциометрической связью определяется выражением

$$K_{ср} = \mu \frac{R'_a}{R_i + R'_a} \cdot \frac{R_c}{R_п + R_c} \approx S \frac{R_a R_c}{R_a + R_п + R_c}, \qquad (8\text{-}2)$$

где $R'_a = \frac{R_a (R_п + R_c)}{R_a + R_п + R_c}$.

Первое из выражений (8-2) применяют для каскада с триодом, а второе для каскада с экранированной лампой. Формулы (8-2) справедливы для каскада без катодного смещения; при катодном смещении коэффициент усиления, найденный из выражений (8-2), делят на $1+S_{д.к}R_к$, где $S_{д.к}$ — динамическая крутизна характеристики лампы в точке покоя. Для триодов ее определяют по формуле (7-17), в которой $R_{a\sim}$ заменяют на R'_a, а для экранированных ламп $S_{д.к}$ полагают равной $S_к$, находимой из формулы (7-18).

Частотную характеристику на верхних частотах и время установления каскада с потенциометрической связью можно рассчитывать по формулам (5-8) и (5-14), принимая в них

$$R_{э.в} \approx \frac{R_п R_с}{R_п + R_с}; \quad C_0 \approx C_м + C_{вх.д.сл}. \qquad (8\text{-}3)$$

Пример 8-1. Рассчитаем потенциометрический каскад усиления постоянного тока с выходным напряжением сигнала 1 *в* на половине сдвоенного триода типа 6Н2П, имеющего $\mu=97$ и $R_i=50$—150 *ком* в зависимости от положения точки покоя. Напряжения $E_а$ и $E_с$ заданы по 200 *в* каждое.

Для получения наибольшего усиления возьмем большое значение $R_а$ Считая ориентировочно $R_а=390$ *ком*, найдем графически по семейству статических анодных характеристик лампы значения $I_{а0}$, $U_{а0}$, R_0 и R_i при $E_а=200$ *в*, $R_а=390$ *ком* и $U_{с0}=-1$ *в*. Это даст: $I_{а0}=0{,}3$ *ма*; $U_{а0}=80$ *в*; $R_0=267$ *ком*; $R_i=125$ *ком*.

Таков был бы режим лампы, если бы через сопротивление $R_а$ протекал только ток $I_{а0}$ Но через это сопротивление проходит также и ток делителя $R_п R_с$, много меньший $I_{а0}$, но все же увеличивающий падение напряжения на сопротивлении $R_а$ Поэтому для получения рассчитанного режима возьмем $R_а$ немного меньшим, равным 300 *ком*, и найдем из выражений (8-1) значения $R_п$ и $R_с$ (напряжение смещения на сетке следующей лампы возьмем равным —2 *в*, так как напряжение сигнала на ней равно 1 *в*):

$$R_п = \frac{3\cdot 10^5 (80+2)}{200 - 80\left(1 + \frac{3\cdot 10^5}{2{,}67\cdot 10^5}\right)} = 0{,}82\cdot 10^6 \text{ ом};$$

$$R_с = \frac{3\cdot 10^5 (200-2)}{200 - 80\left(1 + \frac{3\cdot 10^5}{2{,}67\cdot 10^5}\right)} = 1{,}98\cdot 10^6 \text{ ом}.$$

По формуле (8-2) нетрудно найти, что коэффициент усиления каскада при отсутствии сопротивления $R_к$ в цепи катода будет равен 47; при катодном смещении и значении $R_к=3\,300$ *ом* он снизится до 25. По формуле (5-8), учитывая (8-3), можно найти, что при динамической входной емкости следующей лампы 35 *пф* и емкости монтажа цепи сетки 5 *пф* усиление каскада упадет на 1 *дб* уже на частоте около 3 500 *гц*.

Дрейф нуля и способы его снижения

Вследствие применения в усилителях постоянного тока прямого усиления гальванической межкаскадной связи изменения напряжений покоя на электродах усилительных элементов, вызываемые различными причинами, усиливаются последующими каскадами и поступают на выход усилителя. В результате при отсутствии сигнала на входе на выходе усилителя появляется напряжение, имеющее как

медленно изменяющуюся постоянную составляющую, так и беспорядочные колебания около постоянной составляющей (рис. 8-3). Это явление называют дрейфом нуля и обычно оценивают изменением входного напряжения, вызывающим данное изменение выходного напряжения (т. е. относят напряжение дрейфа к входной цепи усилителя). Скорость изменения постоянной составляющей напряжения дрейфа, отнесенной ко входу, оценивают в единицах напряжения на единицу времени, например в микровольтах в час.

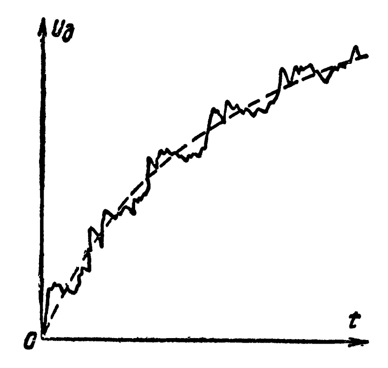


Рис. 8-3. Изменение выходного напряжения от времени при отсутствии входного сигнала (дрейф нуля) в усилителе постоянного тока

Пунктир — постоянная составляющая напряжения дрейфа.

Напряжение дрейфа на выходе усилителя может оказаться порядка напряжения сигнала или даже больше него; это внесет недопустимые искажения в работу усилителя. Кроме того, оно может вывести точку покоя за пределы рабочей области характеристик усилительного элемента. Поэтому дрейф нуля является очень вредным явлением в усилителях постоянного тока, и с ним приходится бороться различными способами. Для нормальной работы усилителя напряжение дрейфа не должно превосходить минимального расчетного напряжения усиливаемых сигналов.

Амплитуда беспорядочных колебаний напряжения дрейфа в основном определяется колебаниями напряжения питающей усилитель сети, а также эффектом мерцания эмиттирующих электродов усилительных элементов. Постоянная составляющая напряжения дрейфа в основном вызывается нагревом усилительных элементов и деталей схемы усилителя после включения усилителя, изменением температуры окружающей среды, старением усилительных элементов и деталей схемы, а также разрядом батарей при батарейном питании усилителя и медленным уходом опорного напряжения при питании от стабилизированного выпрямителя.

Основными средствами уменьшения дрейфа является: использование компенсационных и балансных схем в пер-

вых каскадах усилителя, стабилизации напряжения или тока источников питания, предварительный прогрев усилителя. При каскадах без компенсации и балансировки и нестабилизированном питании дрейф усилителей постоянного тока прямого усиления настолько велик, что при питании их от электросети иногда нарушает работу даже одного каскада, а двухкаскадный усилитель делает практически неработоспособным.

Так как сигнал минимален на первом каскаде усилителя, то допустимое напряжение дрейфа минимально для первого каскада. Поэтому допустимая нестабильность источников питания усилителя постоянного тока в основном определяется его первым каскадом. Для стабилизации источников анодного или коллекторного питания используют электронные, магнитные и феррорезонансные стабилизаторы; стабилизацию питания цепей накала осуществляют бареттерами, а также магнитными и феррорезонансными стабилизаторами. Однако стабилизаторы, обеспечивающие нормальную работу двухкаскадных и трехкаскадных усилителей постоянного тока прямого усиления без компенсационных и балансных схем, сложны и дороги и имеют низкий к. п. д. Поэтому экономически выгоднее применять для уменьшения дрейфа сравнительно простые компенсационные и балансные схемы в первых каскадах усилителя, обычно обеспечивающие нормальную работу двухкаскадных схем без стабилизации питания и требующие несложной стабилизации при трех каскадах.

Одной из таких схем является каскад с катодной компенсацией (рис. 8-4). В нем обычно используют сдвоенный триод; при правильном подборе сопротивления R_2 в общем катодном проводе напряжение дрейфа $U_{д.н}$, вызванное изменениями напряжения накала и равное у подогревных ламп примерно 0,1 *в* на 10% изменения напряжения накала, уменьшается в такой схеме в несколько десятков раз (рис. 8-5). Сопротивление R_2 берут равным $1/S_2$, где S_2 — статическая крутизна характеристики лампы $Л_2$ в точке покоя; для точного подбора значения R_2, соответствующего наилучшей компенсации дрейфа, это сопротивление делают переменным.

Сопротивление R_1 служит для подачи отрицательного смещения на сетку лампы $Л_2$. Смещение берут таким, при котором анодный ток лампы $Л_2$ равен анодному току лампы $Л_1$, при этом компенсация получается наилучшей. В анодной цепи лампы $Л_1$ включено сопротивление нагруз-

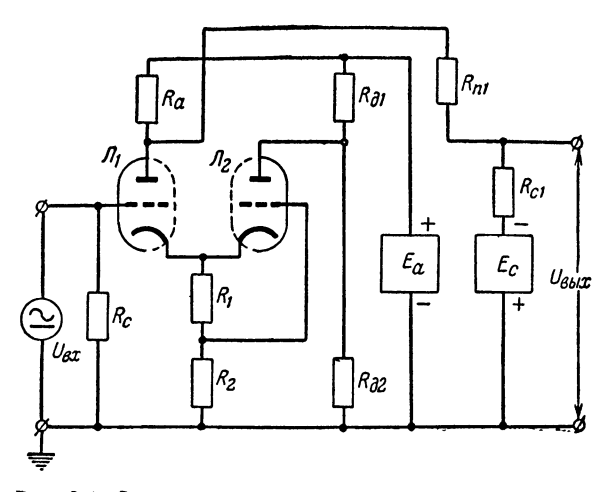


Рис. 8-4. Схема каскада усиления постоянного тока с катодной компенсацией дрейфа от изменения напряжения накала.

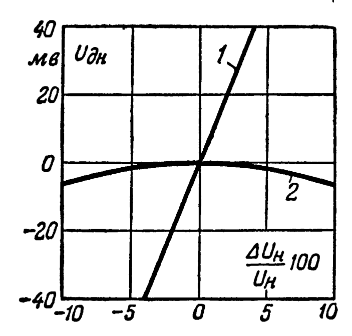


Рис. 8-5. Зависимость напряжения дрейфа от напряжения накала.

1 — для обычного каскада; 2 — для каскада с катодной компенсацией.

ки $R_а$, а на ее сетку подается большее отрицательное смещение; поэтому для получения равных анодных токов на лампу $Л_2$ приходится подавать меньшее анодное напряжение, снижаемое делителем $R_{д1}R_{д2}$. Схема на рис. 8-4 имеет потенциометрический выход, образуемый сопротивлениями $R_{п1}$ и $R_{с1}$, и источник отрицательного смещения $E_с$, что позволяет компенсировать питающее напряжение на выходе каскада и передавать сигнал на следующий каскад.

Коэффициент усиления каскада, выполненного по схеме на рис. 8-4, на средних частотах равен:

$$K_{ср} = \mu \frac{R'_а}{R_{i1} + R_{i2} + R'_а} \cdot \frac{R_{с1}}{R_{п1} + R_{с1}}, \qquad (8\text{-}4)$$

где $R'_а = \dfrac{R_а (R_{п1} + R_{с1})}{R_а + R_{п1} + R_{с1}}$;

μ — статический коэффициент усиления триодов;

R_{i1} и R_{i2} — внутреннее сопротивление первого и второго триодов соответственно.

Недостатком каскада с катодной компенсацией по схеме на рис. 8-4 является отсутствие компенсации дрейфа, вызванного изменениями напряжения источника анодного питания. Этот недостаток можно устранить, сделав от сопротивления $R_{д2}$ вывод в точке с потенциалом E_a/μ относительно общего провода и присоединив к выводу нижний конец сопротивления R_c, отсоединенный от общего провода. Однако входной сигнал при этом подводят к концам сопротивления R_c и источник сигнала оказывается отсоединенным от общего провода, что не всегда возможно.

Сильное снижение дрейфа от изменения напряжения накала и анода дают балансные каскады, называемые иногда симметричными или дифференциальными. Балансные каскады выполняются как с параллельным, так и с последовательным соединением усилительных элементов относительно источника питания; простейшие схемы таких каскадов приведены на рис. 8-6.

На рис. 8-6,*а* изображен параллельный балансный каскад с электронными лампами; по схеме он аналогичен инверсному каскаду с катодной связью. При полной симметрии ламп и деталей такого каскада выходное напряжение не содержит постоянной составляющей, которую нужно компенсировать, и напряжение дрейфа при изменении напряжения источников питания равно нулю. В действительности из-за неполной симметрии ламп и деталей схемы напряжение дрейфа на выходе каскада

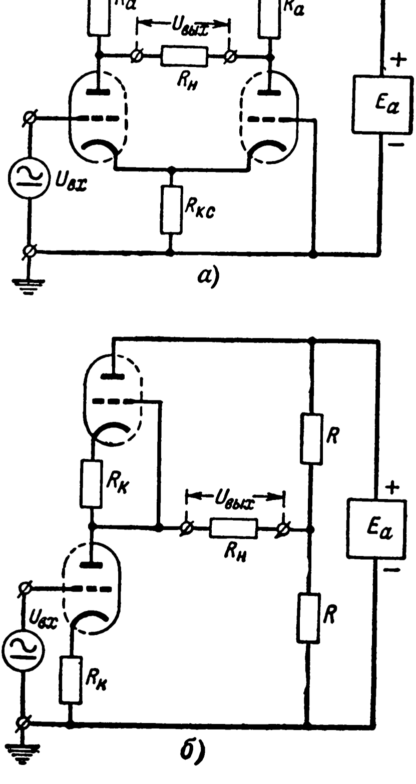


Рис. 8-6. Балансные каскады усиления постоянного тока.

а — параллельный; *б* — последовательный.

имеется, но его можно сделать в десятки раз меньше, чем у обычного несимметричного каскада.

Коэффициент усиления такого каскада равен:

$$K_{ср} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \mu \frac{R_а R_н}{2R_а R_i + R_н R_i + R_а R_н} \approx S \frac{R_а R_н}{2R_а + R_н}. \qquad (8\text{-}5)$$

Первый вариант выражения используют для каскада с триодами, а второй для каскада с экранированными лампами.

Параллельный балансный каскад хорошо работает лишь на симметричную нагрузку; при передаче с него сигнала на несимметричный каскад или несимметричную нагрузку выходное напряжение приходится снимать с анода одной из ламп и общего провода. При этом усиление каскада падает примерно вдвое и его компенсационные свойства сильно ухудшаются.

Последовательный балансный каскад (рис. 8-6,*б*) дает еще более высокую компенсацию дрейфа, чем параллельный, ввиду симметрии схемы как для постоянной, так и для переменной составляющей анодного тока; он имеет несимметричный выход и нуждается в компенсации постоянной составляющей выходного напряжения. На рис. 8-6,*б* эта компенсация осуществляется делителем из двух одинаковых сопротивлений R.

Коэффициент усиления последовательного балансного каскада меньше, чем параллельного, и определяется выражением

$$K_{ср} = \mu \frac{R_н}{R_i + R_к(1+\mu) + 2R_н + R} \approx \frac{SR_н}{1 + S_к R_к}, \qquad (8\text{-}6)$$

первый вариант которого применяют для каскада с триодами, а второй для каскада с экранированными лампами. При работе на нагрузку, подключенную одним концом к общему проводу, компенсационные свойства последовательного балансного каскада также ухудшаются.

В усилителях постоянного тока прямого усиления находят применение и обычные симметричные двухтактные каскады, также обладающие малым напряжением дрейфа. Их свойства могут быть улучшены включением в общий провод эмиттирующих электродов сопротивления связи.

Для повышения стабильности усиления, уменьшения искажений, изменения входного и выходного сопротивлений в усилителях постоянного тока, так же как и в усилителях переменного тока, применяют отрицательную обратную связь.

Примером использования балансных каскадов может служить приведенная на рис. 8-7 схема двухкаскадного усилителя постоянного тока прямого усиления, предназначенная для электронного осциллоскопа. Коэффициент усиления такого усилителя около 2000. Первый каскад усилителя выполнен по последовательной балансной схеме на сдвоенном триоде с высоким μ; второй по параллельной

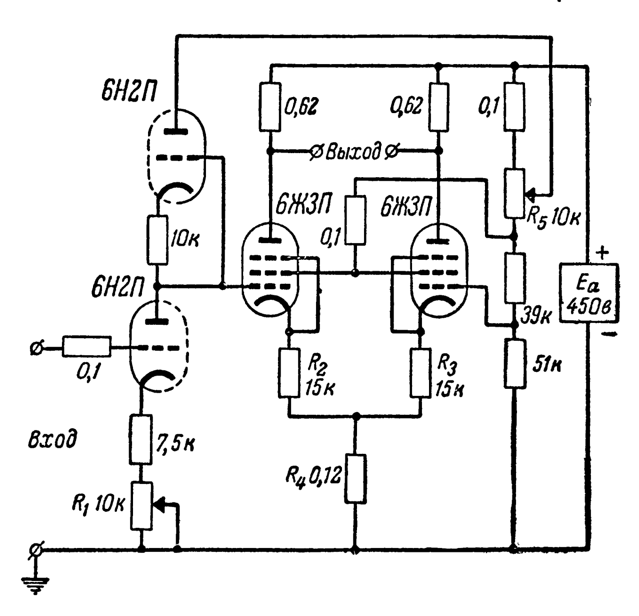


Рис. 8-7. Схема лампового двухкаскадного усилителя постоянного тока с малым дрейфом нуля для низкочастотного электронного осциллоскопа.

балансной схеме на экономичных пентодах. Переменное сопротивление R_1 служит для подбора наилучшей компенсации дрейфа. Постоянная составляющая выходного напряжения первого каскада уравновешивается падением напряжения на сопротивлениях R_2 и R_4. Сопротивления R_2 и R_3, кроме того, создают отрицательную обратную связь, уменьшающую влияние разброса параметров ламп на работу каскада. Сопротивление R_4 является элементом катодной связи; переменное сопротивление R_5 служит для смещения положения электронного луча на экране осциллоскопа.

В транзисторных усилителях постоянного тока прямого

усиления борьба с дрейфом еще сложнее, чем в ламповых. Основной причиной дрейфа здесь является сильное изменение некоторых параметров транзистора с изменением температуры. Для снижения температурного дрейфа нуля в транзисторных усилителях постоянного тока используют специальные компенсационные схемы, а также включение в усилитель температурно-зависимых элементов [1].

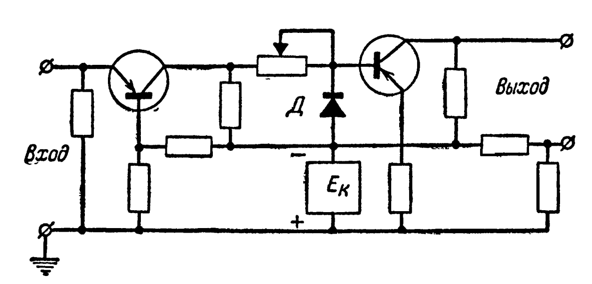


Рис. 8-8. Двухкаскадный транзисторный усилитель постоянного тока с температурной компенсацией дрейфа.

В качестве примера на рис. 8-8 дана схема двухкаскадного транзисторного усилителя постоянного тока прямого усиления, в котором температурная стабилизация осуществляется компенсационным способом и применением полупроводникового диода *Д* в качестве температурно-зависимого элемента.

Для снижения дрейфа, вызванного колебаниями напряжения источника питания, в транзисторных усилителях, как и в ламповых, используют компенсационные и балансные схемы, а если этого недостаточно, то стабилизируют напряжение источника питания.

Усилители постоянного тока с преобразованием

Применение компенсационных и балансных схем и стабилизация источников питания позволяют снизить приведенный к входу дрейф усилителя постоянного тока прямого усиления до сотен, в лучшем случае до десятков микровольт в час. Колебания напряжения дрейфа, обусловленные в основном эффектом мерцания, имеют величину того же порядка.

---

[1] Подробнее см в книге «Полупроводниковые триоды и их применение» под редакцией Р. Ши (перевод с англ.), стр. 106—111, Госэнергоиздат, 1957.

Поэтому для усиления сигналов с напряжением ниже сотен микровольт усилители постоянного тока прямого усиления непригодны и для усиления таких сигналов применяют усилители постоянного тока с преобразованием, устройство и принцип действия которых поясняет рис. 8-9. Здесь сигнал, имеющий спектр частот от 0 до $f_в$, при помощи балансного модулятора *БМ* моду-

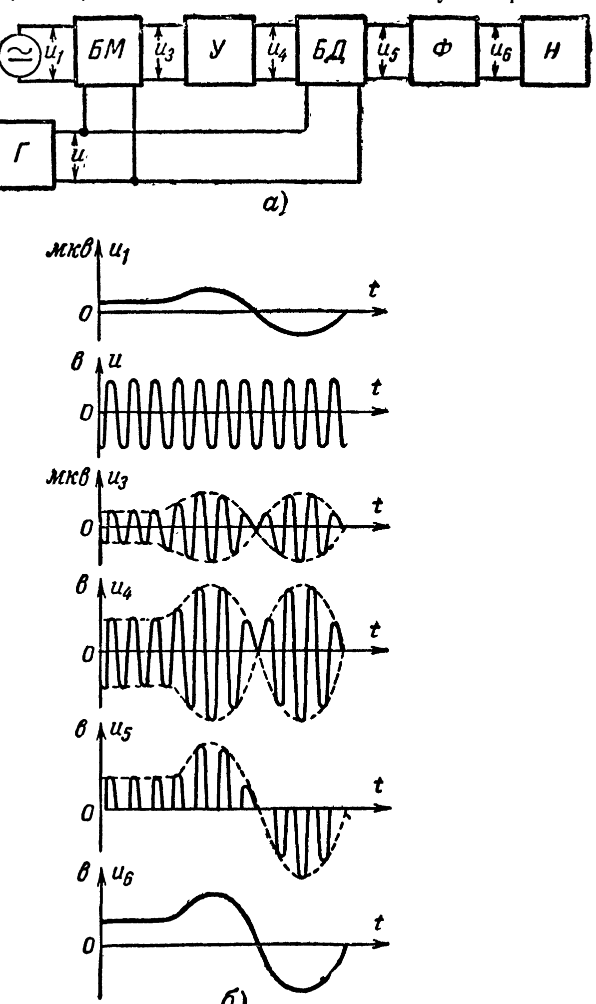


Рис. 8-9. Усилитель постоянного тока с преобразованием.
а — блок-схема усилителя; *б* — форма тока в различных его цепях.

лирует по амплитуде напряжение генератора *Г* несущей частоты *F*, в результате чего на выходе модулятора появляются модулированные колебания со спектром боковых частот, лежащим в пределах от $F-f_в$ до $F+f_в$. Эти колебания поступают на вход обычного усилителя переменного тока *У*, имеющего узкую полосу пропускания от $F-f_в$ до $F+f_в$, а следовательно, и малый уровень помех. С выхода усилителя усиленные модулированные колебания подаются на балансный демодулятор *БД* (балансный детектор); детектированные колебания, содержащие усиленный сигнал, поступают на фильтр *Ф*, отфильтровывающий несущую частоту и ее гармоники, а затем в нагрузку *Н*. Для неискаженного усиления несущая частота должна по крайней мере в 5—10 раз превышать наивысшую частоту усиливаемых сигналов.

Источником дрейфа усилителя постоянного тока с преобразованием в основном является модулятор. При некоторых типах модуляторов, имеющих низкий уровень дрейфа (например, вибрационных), удается получить приведенное к входу напряжение дрейфа порядка сотых долей микровольта в минуту и даже меньше; колебания напряжения дрейфа здесь могут быть снижены до тысячных долей микровольта.

Преимуществами усилителей постоянного тока с преобразованием по сравнению с усилителями прямого усиления являются: значительно меньший уровень дрейфа, позволяющий усиливать слабые сигналы; малая чувствительность к колебаниям питающих напряжений, позволяющая обойтись без их стабилизации; простота введения обратной связи и простота регулировки усиления. Их недостатком является относительная сложность схемы, включающей в себя, кроме усилителя, ряд других элементов.

В качестве балансных модуляторов в усилителях постоянного тока с преобразованием применяют как различные типы механических модуляторов — контактные (вибрационные), конденсаторные, реостатные и т. д., так и электрические модуляторы — магнитные, диодные, триодные и др. Применяемые в них балансные демодуляторы также очень разнообразны; здесь используют как механические (контактные), так и электронные демодуляторы различных типов, использующие как электровакуумные, так и полупроводниковые диоды и триоды [1].

---

[1] Подробнее см. в книге Г. В. Войшвилло «Усилители низкой частоты на электронных лампах», стр. 703—722, Связьиздат, 1959.

В качестве примера на рис. 8-10 приведена принципиальная схема усилителя постоянного тока с преобразованием, позволяющего усиливать сигналы с напряжением от сотых долей микровольта и выше в полосе частот от 0 до 5 *гц*. Усилитель имеет вибрационный балансный модулятор *М* и демодулятор *Д* такого же типа; колеблющиеся якорьки модулятора и демодулятора механически жестко связаны, а поэтому работают строго синхронно. Электромагнит, приводящий в движение колеблющуюся систему модулятора и демодулятора, возбуждают от генератора *Г* с частотой около 70 *гц*, не кратной частоте сети перемен-

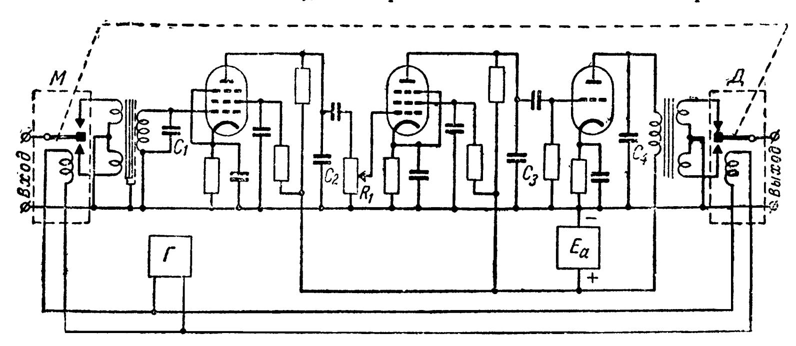


Рис. 8-10. Схема трехкаскадного лампового усилителя постоянного тока с преобразованием.

ного тока (50 *гц*), питающего усилитель, для исключения возможности искажения усиливаемых сигналов фоном, имеющимся на выходе усилителя переменного тока.

Частотная характеристика трехкаскадного лампового усилителя переменного тока, примененного в устройстве, имеет максимум на несущей частоте 70 *гц*. На частотах ниже 65 *гц* она ограничивается блокировочными конденсаторами цепей катодного смещения, блокировочными конденсаторами цепей экранирующих сеток, разделительными конденсаторами цепей управляющих сеток и индуктивностью первичных обмоток входного и выходного трансформаторов; на частотах выше 75 *гц* она падает от влияния ограничивающих конденсаторов C_1, C_2, C_3 и C_4.

Коэффициент усиления всего устройства превышает $5 \cdot 10^6$; регулировка усиления производится переменным сопротивлением R_1 на входе второго каскада. Установка нуля выходного напряжения производится введением во входную цепь устройства очень малого плавно регулируемого

постоянного напряжения любой полярности (для упрощения схемы на рис. 8-10 это не показано). Дрейф нуля такого устройства, приведенный к входу, после предварительного прогрева не превышает нескольких тысячных долей микровольта в час.

8-2. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В приемных, передающих и измерительных устройствах находят применение избирательные усилители, усиливающие сигналы в узкой полосе частот и не усиливающие или усиливающие намного слабее мешающие сигналы других частот. Избирательные усилители, называемые также селективными, делятся на усилители с резонансными контурами и усилители с обратной связью.

Усилители с резонансными контурами

Схемы каскадов избирательного усиления с резонансным контуром, нередко называемые резонансными каскадами, изображены на рис. 8-11. Здесь нагрузкой выходной цепи усилительного элемента является параллельный резонансный контур LC, имеющий высокое сопротивление для резонансной частоты f_0 и малое сопротивление для других частот. Для получения высокой избирательности и большого усиления в таких каскадах применяют усилительные элементы с высоким выходным сопротивлением и большим статическим коэффициентом усиления (экранированные лампы, включенные с общим катодом, транзисторы, включенные с общим эмиттером или общей базой).

Связь между коэффициентом частотных искажений резонансного каскада $M_{кр}$ на крайней рабочей частоте $f_{кр}$, избирательностью каскада $S_п$ на частоте помехи $f_п$ и добротностью Q цепи межкаскадной связи определяется выражениями:

$$M_{кр}=\sqrt{1+Q^2\left(\frac{f_0}{f_{кр}}-\frac{f_{кр}}{f_0}\right)^2};$$

$$Q_{макс}=\frac{\sqrt{M_{кр}^2-1}}{\frac{f_0}{f_{кр}}-\frac{f_{кр}}{f_0}};\quad Q_{мин}=\frac{S_п}{\frac{f_п}{f_0}-\frac{f_0}{f_п}}, \qquad (8\text{-}7)$$

где $M_{кр}=\frac{K_0}{K_{кр}};\quad S_п=\frac{K_0}{K_п};\quad Q=\frac{R}{6,28f_0L};$

f_0 — резонансная частота контура;

K_0, $K_{кр}$, $K_п$ — коэффициенты усиления каскада на резонансной частоте, крайней рабочей частоте и частоте помехи;

R — резонансное сопротивление цепи межкаскадной связи, *ом*;

L — индуктивность контура, *гн*.

Резонансное сопротивление цепи межкаскадной связи в таком каскаде равно сопротивлению параллельного со-

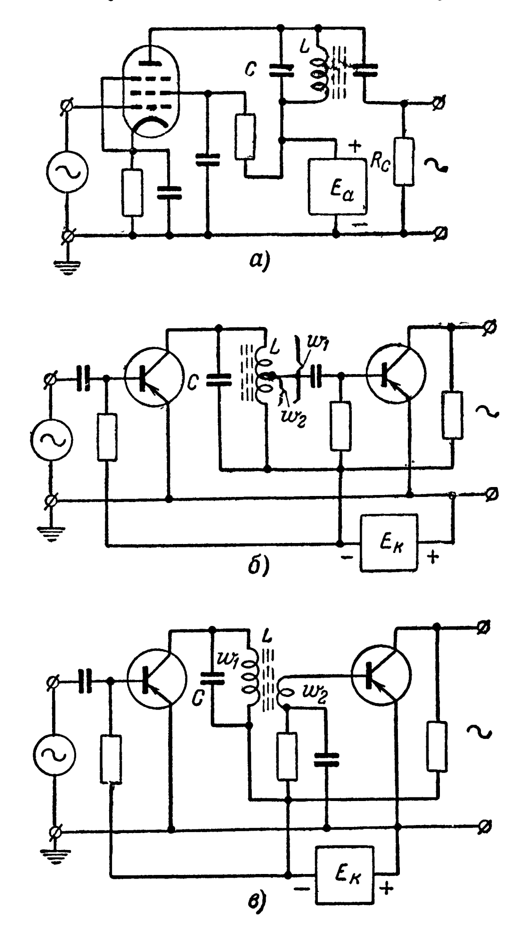


Рис. 8-11. Резонансные каскады.

а — ламповый с непосредственным включением контура; *б* — транзисторный с автотрансформаторным включением; *в* — транзисторный с трансформаторным включением.

единения резонансного сопротивления контура $R_к$, выходного сопротивления усилительного элемента каскада $R_{вых}$ и входного сопротивления следующего усилительного элемента $R_{вх.сл}$. Так как потери в конденсаторе колебательного контура обычно много меньше потерь в его индуктивности, добротность контура $Q_к$ можно считать равной добротности катушки индуктивности $Q_и$.

Учитывая сказанное, можно получить следующие расчетные формулы для индуктивности контура L и его емкости C:

$$L = \frac{R_ш (Q_и - Q)}{6,28 f_0 Q_и Q}; \quad C = \frac{0,0254}{f_0^2 L}, \tag{8-8}$$

где $R_ш$ — сопротивление параллельного соединения $R_{вых}$ и $R_{вх.сл}$, шунтирующее контур.

Значение Q для подстановки в выражение (8-8) находят по формулам (8-7), исходя из допустимого коэффициента частотных искажений $M_{кр}$ или заданной избирательности $S_п$; если задано как $M_{кр}$, так и $S_п$, то в выражение (8-8) подставляют значение Q, удовлетворяющее обоим условиям. Ориентировочное значение добротности катушки индуктивности контура, легко выполнимое на практике, можно взять из табл. 8-1.

В усилителях с экранированными лампами $R_{вх} \approx R_c$ одного порядка с $R_{вых} \approx R_i$, а поэтому в ламповых резонансных каскадах обычно применяют простейшую схему непосредственного включения контура в цепь межкаскадной связи (рис. 8-11,*а*). В транзисторных усилителях входное сопротивление каскада с общим эмиттером намного ниже выходного сопротивления предыдущего каскада, включенного также с общим эмиттером, и здесь для получения от каскада наибольшего усиления используют схему автотрансформаторного (рис. 8-11,*б*) или трансформаторного (рис. 8-11,*в*) включения контура. Наивыгоднейший коэффициент трансформации контура при этом можно найти из приближенного выражения, не учитывающего активное сопротивление его обмотки,

$$n = \frac{w_2}{w_1} \approx \sqrt{\frac{R_{вх.сл}}{R_{вых}}}. \tag{8-9}$$

Емкость конденсатора контура $C_к$ берут меньше значения C, найденного из выражения (8-8), на величину вы-

Таблица 8-1

Значения добротности $Q_и$ катушек индуктивности небольших размеров

Резонансная частота f_0	0,1—1 *кгц*	1—10 *кгц*	10—100 *кгц*	0,1—1 *Мгц*	1—10 *Мгц*	10—100 *Мгц*
Добротность катушки без ферромагнитного сердечника	—	—	—	30—100	50—150	100—250
Добротность катушки с ферромагнитным сердечником	4—20	10—50	30—150	100—300	100—250	—
Наилучший магнитный материал для сердечника	Пермаллой	Феррит	Феррит	Феррит	Карбонильное железо	—

ходной и входной динамической емкости усилительных элементов и емкости монтажа:

$$C_к = C - (C_{вых} + C_{вх.д.сл} + C_м). \qquad (8\text{-}10)$$

Для того чтобы резонансная частота каскада мало изменялась при замене усилительных элементов и изменении их параметров в условиях эксплуатации, емкость контура C должна быть во много раз больше суммы емкостей в скобках выражения (8-10). Для ламповых каскадов $C_{вых}$ берут из справочных данных лампы, $C_{вх.д.сл}$ находят по выражению (4-5) или (4-6). Для транзисторных каскадов эти емкости сильно зависят от режима работы и при необходимости их определяют экспериментально.

Если один каскад резонансного усиления обеспечивает заданную избирательность, но не обеспечивает необходимого усиления, то в усилитель добавляют нужное количество обычных реостатных каскадов. Если же один каскад не может обеспечить требуемой избирательности, то в усилителе предусматривают несколько резонансных каскадов; при настройке резонансных каскадов на одну резонансную частоту f_0 избирательность усилителя равна произведению избирательностей его каскадов.

Если при расчете добротности по формулам (8-7) значение $Q_{макс}$ получается меньше $Q_{мин}$, то каскад с резонансным контуром не может обеспечить заданной избирательности при допущенном значении $M_{кр}$. В этом случае можно использовать два взаимно расстроенных резонансных каскада; при надлежащей расстройке частотная характеристика такой пары каскадов получается столообразной или даже с провалом в середине (рис. 8-12). Такую же частотную характеристику имеет каскад со схемой межкаскадной связи, содержащей два слабо связанных резонансных контура, настроенных на одну частоту; расчет таких каскадов рассматривается в учебниках по радиоприемным и радиопередающим устройствам, а поэтому на нем останавливаться не будем.

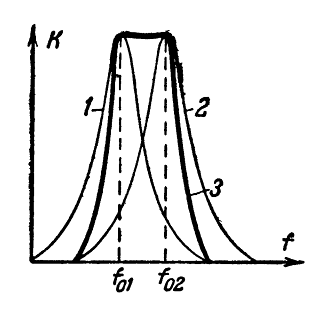


Рис. 8-12. Частотные характеристики взаимно расстроенной пары резонансных каскадов.

1 — первого каскада; *2* — второго каскада; *3* — двух каскадов.

Пример 8-2. Рассчитаем ламповый каскад избирательного усиления со следующими данными: резонансная частота $f_0 = 1$ *кгц*; мешающая частота $f_п$ — ее вторая гармоника, т. е. 2 *кгц*; избирательность $S_п$ на частоте помехи — не менее 10; коэффициент частотных искажений $M_{кр}$ при расстройке от резонансной частоты на 25 *гц* — не более 1 *дб*. В каскаде должен быть использован экономичный сверхминиатюрный пентод типа 6Ж1Б, работающий при $U_{а0}=100$ *в*, $U_{э0}=100$ *в*; $U_{c0}=-2$ *в*; $I_{а0}=3$ *ма*; $I_{э0}=0{,}8$ *ма*; $S=3$ *ма/в*; $R_i \approx 0{,}5$ *Мом*; сопротивление утечки сетки следующего каскада $R_c=1$ *Мом*. Индуктивность контура выполняется на горшкообразном ферритовом сердечнике небольшого размера с немагнитным зазором в среднем стержне для обеспечения постоянства индуктивности как при изменении постоянного подмагничивания сердечника, так и при изменении амплитуды сигнала. Экспериментально найдено, что при намотке катушки контура на этом сердечнике из наиболее тонкого провода, допустимого по механической прочности и устойчивости против коррозии, индуктивность катушки $L=1$ *гн*, а ее добротность на частоте 1 *кгц* $Q_и=12$.

Так как R_i одного порядка с R_c, применяем схему рис. 8-11,*а* с непосредственным включением контура. Добротность цепи межкаскадной связи, необходимая для получения допустимых частотных искажений и для получения заданной избирательности, составит

$$Q_{макс}=\frac{\sqrt{M_{кр}^2-1}}{\dfrac{f_0}{f_{кр}}-\dfrac{f_{кр}}{f_0}}=\frac{\sqrt{1{,}12^2-1}}{\dfrac{1\,000}{975}-\dfrac{975}{1\,000}}\approx 9{,}9;$$

$$Q_{мин} = \frac{S_п}{\frac{f_п}{f_0} - \frac{f_0}{f_п}} = \frac{10}{\frac{2\,000}{1\,000} - \frac{1\,000}{2\,000}} = 6{,}67.$$

Остановившись на значении $Q = 8$, удовлетворяющем обоим условиям, найдем необходимую величину $R_ш$, при которой Q будет иметь значение, решив формулу (8-8) относительно $R_ш$:

$$R_{ш.необх} = \frac{6{,}28 f_0 L Q_и Q}{Q_и - Q} = \frac{6{,}28 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 12 \cdot 8}{12 - 8} = 1{,}51 \cdot 10^5 \text{ ом}.$$

Действительное же значение $R_ш$, равное в примененной схеме сопротивлению параллельного соединения R_i и $R_с$, составляет:

$$R_{ш.действ} = \frac{R_i R_с}{R_i + R_с} = \frac{0{,}5 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^6}{0{,}5 \cdot 10^6 + 1 \cdot 10^6} = 3{,}33 \cdot 10^5 \text{ ом}.$$

Отсюда для получения $R_ш = 1{,}51 \cdot 10^5$ *ом* параллельно контуру потребуется включить сопротивление $R_п$, равное:

$$R_п = \frac{R_{ш.действ} R_{ш.необх}}{R_{ш.действ} - R_{ш.необх}} = \frac{3{,}33 \cdot 10^5 \cdot 1{,}51 \cdot 10^5}{3{,}33 \cdot 10^5 - 1{,}51 \cdot 10^5} = 2{,}76 \cdot 10^5 \text{ ом}.$$

Емкость контура найдем из выражения

$$C = \frac{0{,}0254}{f_0^2 L} = \frac{0{,}0254}{1\,000^2 \cdot 1} = 0{,}0254 \cdot 10^{-6}\ ф = 0{,}0254 \text{ мкф}.$$

При таком большом значении C выходной емкостью лампы каскада, емкостью монтажа и динамической входной емкостью следующей лампы можно пренебречь и подключить параллельно индуктивности контура конденсатор с емкостью 0,025 *мкф*.

Для определения коэффициента усиления рассчитанного каскада найдем резонансное сопротивление цепи межкаскадной связи:

$$R = 6{,}28 f_0 L Q = 6{,}28 \cdot 10^3 \cdot 8 = 5{,}03 \cdot 10^4 \text{ ом}.$$

Отсюда коэффициент усиления каскада на резонансной частоте 1 *кгц*

$$K_0 = K_{ср} = S R_{э.в} = S R = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 5{,}03 \cdot 10^4 \approx 150.$$

Сопротивление катодного смещения рассчитывают обычным образом; расчет необходимой емкости блокировочного конденсатора $C_к$ производят по формуле (7-21), считая $f_н = f_0$ и беря $M_{н.к} = 1{,}005—1{,}01$. При наличии в цепи экранирующей сетки цепочки $C_э R_э$ необходимую емкость конденсатора $C_э$ рассчитывают по формуле (7-25), также полагая $f_н = f_0$ и беря $M_{н.э} = 1{,}005—1{,}01$.

Усилители с обратной связью

Резонансный каскад дает хорошие результаты лишь при рабочей частоте порядка единиц килогерц и выше. При более низких частотах индуктивность резонансного конту-

ра оказывается очень велика и контур приобретает большие размеры и стоимость. Катушка индуктивности такого контура содержит много витков тонкого провода и очень чувствительна к наводкам и помехам.

Поэтому избирательные усилители на рабочую частоту порядка сотен герц и ниже обычно строят с использованием частотно-избирательных *RC* систем в цепи отрицательной обратной связи. Наиболее употребительной схемой такого типа является схема с двойным Т-образным мостом, простейшие варианты которой с мостом в цепи обратной связи, охватывающей один каскад, даны на рис. 8-13.

Коэффициент передачи двойного Т-образного моста, обведенного пунктиром на рис. 8-13, на частоте $f_0 = \frac{1}{6{,}28\,RC}$ обращается в нуль, т. е. на этой частоте мост оказывается сбалансированным (см. рис. 7-9,*б*); напряжение отрицательной обратной связи, снимаемое с выхода моста, на

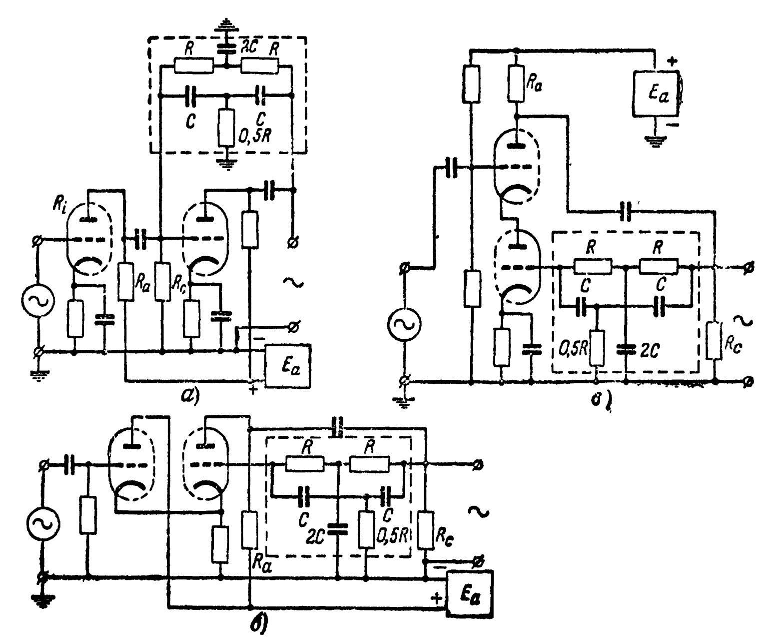


Рис. 8-13. Схемы избирательных усилителей с двойным Т-образным *RC* мостом цепи отрицательной обратной связи.

а — с одним реостатным каскадом, охваченным нагруженным мостом; *б* — с введением сигнала катодным повторителем в цепь катода реостатного каскада и ненагруженным мостом, охватывающим один каскад, *в* — с последовательным соединением ламп и ненагруженным мостом, охватывающим обе лампы.

этой частоте равно нулю и каскад имеет коэффициент усиления K, даваемый им без обратной связи. На частотах, отличающихся от f_0, баланс моста нарушается и на его выходе появляется напряжение обратной связи, увеличивающееся по мере удаления частоты от f_0 и заставляющее усиление каскада уменьшаться по мере удаления от этой частоты (см. рис. 7-9,*в*).

Частотная характеристика избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом по форме мало отличается от частотной характеристики резонансного каскада, и для расчета необходимой добротности Q цепи межкаскадной связи по заданным значениям $M_{кр}$ и $S_п$ можно пользоваться формулами (8-7). В схемах на рис. 8-13, избирательность, а следовательно, и эквивалентная добротность определяются коэффициентом усиления $K_{ср}$ схемы, охваченной мостом; необходимое усиление охваченной мостом части усилителя определяется выражением

$$K_{ср} \approx 4Q - 1. \qquad (8\text{-}11)$$

Так, например, если необходимое значение $Q=8$, как в примере 8-2, из выражения (8-11) найдем, что мостом необходимо охватить схему с коэффициентом усиления $K_{ср}=31$, такое усиление нетрудно получить от одного каскада, а следовательно, мостом нужно охватить один каскад с таким усилением. Если же найденное из выражения (8-11) усиление не может быть получено от одного каскада, мостом охватывают два и более каскадов, дающих требуемое усиление.

Формула (8-11) справедлива для двойного Т-образного моста, не нагруженного со стороны его выхода; при нагрузке моста избирательность схемы падает. Поэтому величину сопротивлений R желательно брать раз в 10—20 меньше сопротивления входной или межкаскадной цепи, к которой подключается выход моста. При охвате мостом обычного реостатного каскада (рис. 8-13,*а*) мост нагружается малым сопротивлением параллельного соединения R_i, $R_а$ и R_c и значение R в соответствии со сказанным приходится брать очень небольшое, что приводит к сильному снижению усиления обоих каскадов и к малой избирательности схемы. Для устранения этого недостатка можно подавать подводимый сигнал через катодный повторитель в цепь катода лампы, включив мост между ее анодом и сеткой (рис. 8-13,*б*); при этом мост оказывается ненагруженным и значение R можно взять порядка $R_а$ и выше, что мало отразится на усилении каскада, а следовательно, и на избирательности схемы.

При недостаточном усилении одного каскада мост можно включить между анодом и сеткой двух последовательно соединенных ламп (рис. 8-13,*в*); в этом случае значение $K_{ср}$, определяющее добротность схемы в выражении (8-11), и коэффициент усиления сигнала $K_{с0}$, равный отношению выходного напряжения на «резонансной» частоте схемы f_0 к входному напряжению, оказываются различными и могут быть найдены из выражений:

$$K_{ср}=\frac{\mu(\mu+1)R_н}{R_н+(\mu+2)R_i}\approx SR_н;$$

$$K_{с0}=\frac{\mu R_н}{R_н+(\mu+2)R_i}\approx\frac{R_н}{R_i}, \qquad (8\text{-}12)$$

где μ, S и R_i — параметры примененных ламп в точке покоя;

$R_н$ — сопротивление нагрузки каскада переменному току, равное сопротивлению параллельного соединения $R_а$, $R_с$ и входного сопротивления моста $R_{вх}$ (последнее можно считать равным R).

В схеме на рис. 8-13,*в* значение R также можно брать равным или больше $R_а$.

Выбрав для примененной схемы значение R на основании указанных соображений, по заданной рабочей частоте находят емкость конденсаторов моста:

$$C=\frac{1}{6{,}28f_0R}. \qquad (8\text{-}13)$$

Например, если $R=10^5$ *ом*, а $f_0=10$ *гц*, то $C\approx0{,}16$ *мкф*. Рассчитанные значения R и C полезно уточнить, включив мост между измерительным генератором синусоидальных колебаний и высокоомным чувствительным ламповым вольтметром или осциллоскопом и добиваясь точного баланса моста на рабочей частоте изменением его сопротивлений. Расчет остальных деталей схемы производится обычным образом. Для того чтобы характеристики усилителя не расходились с расчетными, блокировочные и разделительные конденсаторы не должны вносить заметных частотных искажений на рабочей частоте и выходные зажимы схемы не должны дополнительно нагружаться.

Глава девятая

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

9-1. ОСОБЕННОСТИ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для обеспечения требуемого усиления обычно приходится соединять последовательно несколько усилительных каскадов, образующих многокаскадный усилитель. При этом возникает ряд вопросов и проблем, не имевших места в одном каскаде, а поэтому и не рассматривавшихся ранее. Сюда относятся суммирование искажений сигнала в усилителе, защита от паразитных межкаскадных связей и расчет развязывающих фильтров, определение требований к источникам питания и расчет фильтров на сглаживание пульсаций, регулировка усиления, регулировка тембра и др.

9-2. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И СУММИРОВАНИЕ ИСКАЖЕНИЙ В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Ввиду того что сигнал, усиленный одним каскадом усилителя, передается далее на следующий каскад и усиливается им, коэффициент усиления многокаскадного усилителя $K_{ус}$ равен произведению коэффициентов усиления всех его каскадов K_1, K_2, K_3 и т. д.:

$$K_{ус} = K_1 K_2 K_3 \ldots \qquad (9\text{-}1)$$

Если коэффициенты усиления выражены в децибелах, то для получения коэффициента усиления усилителя коэффициенты усиления каскадов не перемножают, а складывают. Указанные правила справедливы как для коэффициентов усиления напряжения и тока, так и для коэффициента усиления мощности.

Из сказанного следует, что относительное усиление усилителя $Y_{ус}$ и его коэффициент частотных искажений $M_{ус}$ на любой частоте, выраженные в относительных единицах, равны произведению относительных усилений Y_1, Y_2, Y_3 и т. д. или коэффициентов частотных искажений M_1, M_2, M_3 и т. д. всех его каскадов, выраженных также в относительных единицах:

$$Y_{ус} = Y_1 Y_2 Y_3 \ldots; \quad M_{ус} = M_1 M_2 M_3 \ldots \qquad (9\text{-}2)$$

При выражении относительного усиления или коэффициентов частотных искажений в децибелах перемножение заменяют сложением.

Угол сдвига фазы многокаскадного усилителя $\varphi_{ус}$ находят как сумму углов сдвига фазы φ_1, φ_2, φ_3 и т. д. всех его каскадов:

$$\varphi_{ус} = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots \qquad (9\text{-}3)$$

Так как амплитуда сигнала на последнем каскаде усилителя максимальна, этот каскад обычно вносит наибольшие нелинейные искажения, и коэффициент гармоник многокаскадного усилителя $k_{г.ус}$ в большинстве случаев можно считать равным коэффициенту гармоник его оконечного каскада $k_{г.ок}$:

$$k_{г.ус} \approx k_{г.ок}. \qquad (9\text{-}4)$$

В тех случаях, когда коэффициент гармоник предыдущих каскадов того же порядка, как и у последнего каскада, или превышает его, коэффициент гармоник многокаскадного усилителя можно найти из выражения

$$k_{г.ус} \approx \sqrt{k^2_{г2ус} + k^2_{г3ус} + k^3_{г4ус}}, \qquad (9\text{-}5)$$

где $k_{г2ус}$, $k_{г3ус}$, $k_{г4ус}$ — коэффициенты гармоник усилителя по второй, третьей и т. д. гармоникам, приближенно находимые по формулам:

$$k_{г2ус} \approx k'_{г2} + k''_{г2} + k'''_{г2} + \dots; \quad k_{г3ус} \approx k'_{г3} + k''_{г3} + k'''_{г3} + \dots;$$

$$k_{г4ус} \approx k'_{г4} + k''_{г4} + k'''_{г4} + \dots \qquad (9\text{-}6)$$

В формулах (9-6) через $k_{г2}$, $k_{г3}$ и $k_{г4}$ с штрихами обозначены коэффициенты гармоник по второй, третьей и четвертой гармоникам отдельных каскадов усилителя, вносящих заметные нелинейные искажения; значения $k_г$ с одним штрихом относятся к одному каскаду, с двумя — к другому, с тремя — к третьему и т. д. Из-за фазовых сдвигов гармоник, вносимых отдельными каскадами и не учитываемых формулами (9-6), действительный коэффициент гармоник усилителя обычно меньше найденного из выражения (9-5).

Из формул (9-2) и (9-3) следует, что как частотная, так и фазовая характеристики многокаскадного усилителя могут быть построены по известным частотным и фазовых характеристикам всех его каскадов; для каждого значения частоты, на котором хотят иметь вычисленную точку на характеристике усилителя, перемножают значения Y всех

каскадов усилителя или складывают значения φ всех его каскадов.

Переходные искажения многокаскадного усилителя импульсных сигналов не могут быть точно рассчитаны по известным переходным искажениям отдельных его каскадов; однако в большинстве случаев их можно найти с достаточной для практических целей точностью по приближенным формулам.

Искажения плоской вершины импульса в многокаскадном усилителе $\Delta_{ус}$ можно приближенно найти как сумму искажений всех его каскадов или цепей Δ_1, Δ_2, Δ_3 и т. д.:

$$\Delta_{ус} \approx \Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 + \dots \qquad (9\text{-}7)$$

Время установления многокаскадного усилителя $t_{у.ус}$, состоящего из реостатных каскадов без высокочастотной коррекции, следовательно, и без выбросов, может быть приближенно рассчитано по формуле

$$t_{у.ус} \approx \sqrt{t_{у1}^2 + t_{у2}^2 + t_{у3}^2 + \dots}, \qquad (9\text{-}8)$$

где $t_{у1}$, $t_{у2}$, $t_{у3}$ — время установления первого, второго и т. д. каскадов усилителя.

При наличии в каскадах высокочастотной коррекции и отсутствии выбросов или при малых выбросах, не превышающих нескольких процентов, формулой (9-8) также можно пользоваться, но при этом она дает немного завышенный результат; действительное время установления усилителя оказывается меньше найденного по этой формуле.

При наличии в некоторых каскадах усилителя больших выбросов и различном времени установления каскадов время установления усилителя может оказаться меньше времени установления отдельных каскадов, а поэтому формула (9-8) в этом случае совершенно непригодна. Для нахождения времени установления такого усилителя строят графическим способом его переходную характеристику в области малых времен и по ней находят время установления и выброс усилителя. Способ построения переходной характеристики многокаскадного усилителя по переходным характеристикам его каскадов описан ниже.

Если ни один из каскадов многокаскадного усилителя не имеет выброса, то усилитель также выброса не имеет. Если каждый из каскадов многокаскадного усилителя имеет критический выброс, то выброс всего усилителя так-

же равен критическому; напомним, что для схемы простой высокочастотной коррекции критический выброс равен примерно 1%, а для схемы сложной коррекции типа, показанной на рис. 5-26, он зависит от отношения емкостей C_1 и C_2, изменяясь от 1,1 до 4,3%.

Если усилитель имеет каскады с различными выбросами, некоторые из которых превышают критический, и время установления каскадов различно, то выброс усилителя можно найти только по его переходной характеристике в области малых времен, построенной изложенным здесь приближенным графическим способом.

Одним из простейших графических методов построения переходной характеристики многокаскадного усилителя является *метод ступенчатой аппроксимации*, при котором переходная характеристика усилителя находится по известным переходным характеристикам отдельных каскадов или их групп.

При использовании этого метода оси времени переходных характеристик двух отдельных каскадов или двух групп каскадов разбивают на равные участки Δt (рис. 9-1) и отмечают на одной из характеристик среднюю высоту ординаты каждого из участков (a_1, a_2, a_3 и т. д.), а на другой — высоту ординаты в конце каждого из участков (b_1, b_2, b_3 и т. д.). Разбивку осей времени на участки прекращают там, где характеристики практически доходят до установившегося значения. Заменив первую характеристику ступенчатой кривой, ступеньки которой совпадают с средней высотой ординат, получим высоту первой, второй, третьей и т. д. ступенек равными разности ординат соседних ступенек:

$$a'_1 = a_1 - a_0 = a_1;\ a'_2 = a_2 - a_1;\ a'_3 = a_3 - a_2 \text{ и т. д.;} \qquad (9\text{-}9)$$

при характеристике с выбросами некоторые значения a' могут быть равны нулю или иметь знак минус.

Каждая ступенька первой переходной характеристики создаст на выходе второго каскада (или второй группы каскадов) сигнал, совпадающий по форме со второй переходной характеристикой и по величине пропорциональный высоте ступеньки. Его ординаты будут равны произведению высоты ступеньки a' на ординаты b второй характеристики. Полный сигнал на выходе второго каскада, представляющий собой искомую переходную характеристику обоих каскадов, будет равен сумме сигналов, вызванных всеми ступеньками, с учетом времени их появления.

При вычислении ординат переходной характеристики усилителя указанным способом удобно пользоваться формой записи, приведенной в табл. 9-1, где в горизонтальные строки 1, 2, 3 и т. д. записывают вычисленные значения ординат выходного сигнала, вызванного первой, второй, третьей и т. д. ступеньками; сумма значений ординат по каждому из вертикальных столбцов, записываемая в нижней строке таблицы, дает значение ординат переходной характеристики усилителя в конце данного интервала времени.

Для иллюстрации практического применения этого метода на рис. 9-1 и в табл. 9-1 произведено построение и приведены данные перехо-

Таблица 9-1

Форма записи вычислений при графическом построении переходной характеристики усилителя

Номер ступеньки	Высота ступеньки	Интервал времени			
		Δt_1	Δt_2	Δt_3	Δt_4
		Значение a в данном интервале времени			
		0,1	0,29	0,45	0,59
		Значение b в конце данного интервала времени			
		0,8	1,29	1,46	1,37
1	$a'_1=0,10$	$a'_1b_1=0,08$	$a'_1b_2=0,129$	$a'_1b_3=0,146$	$a'_1b_4=0,137$
2	$a'_2=0,19$	—	$a'_2b_1=0,152$	$a'_2b_2=0,245$	$a'_2b_3=0,278$
3	$a'_3=0,16$	—	—	$a'_3b_1=0,128$	$a'_3b_2=0,206$
4	$a'_4=0,14$	—	—	—	$a_4b_1=0,112$
5	$a'_5=0,115$	—	—	—	—
6	$a'_6=0,089$	—	—	—	—
7	$a'_7=0,067$	—	—	—	—
8	$a'_8=0,049$	—	—	—	—
9	$a'_9=0,035$	—	—	—	—
10	$a'_{10}=0,024$	—	—	—	—
11	$a'_{11}=0,016$	—	—	—	—
12	$a'_{12}=0,010$	—	—	—	—
13	$a'_{13}=0,005$	—	—	—	—
14	$a'_{14}=0$	—	—	—	—
15	$a'_{15}=0$	—	—	—	—
	Ординаты суммарной переходной характеристики в конце данного интервала времени				
		$B_1=a'_1b_1=$ $=0,08$	$B_2=a'_1b_2+$ $+a'_2b_1=$ $=0,281$	$B_3=a'_1b_3+$ $+\ldots+a'_3b_1=$ $=0,519$	$B_4=a'_1b_4+$ $+\ldots+a'_4b_1=$ $=0,733$

Номер ступеньки	Высота ступеньки	Интервал времени			
		Δt_5	Δt_6	Δt_7	Δt_8
		Значение a в данном интервале времени			
		0,705	0,794	0,861	0,91
		Значение b в конце данного интервала времени			
		1,19	1,02	0,91	0,89
1	$a'_1=0,10$	$a'_1b_5=0,119$	$a'_1b_6=0,102$	$a'_1b_8=0,091$	$a'_1b_8=0,089$
2	$a'_2=0,19$	$a'_2b_4=0,26$	$a'_2b_5=0,226$	$a'_2b_6=0,194$	$a'_2b_7=0,173$
3	$a'_3=0,16$	$a'_3b_3=0,234$	$a'_3b_4=0,219$	$a'_3b_5=0,190$	$a'_3b_6=0,163$
4	$a'_4=0,14$	$a'_4b_2=0,181$	$a'_4b_3=0,204$	$a'_4b_4=0,193$	$a'_4b_5=0,167$
5	$a'_5=0,115$	$a'_5b_1=0,092$	$a'_5b_2=0,148$	$a'_5b_3=0,168$	$a'_5b_4=0,158$
6	$a'_6=0,089$	—	$a'_6b_1=0,071$	$a'_6b_2=0,115$	$a'_6b_3=0,130$
7	$a'_7=0,067$	—	—	$a'_7b_1=0,054$	$a'_7b_2=0,086$
8	$a'_8=0,049$	—	—	—	$a'_8b_1=0,039$
9	$a'_9=0,035$	—	—	—	—
10	$a'_{10}=0,024$	—	—	—	—
11	$a'_{11}=0,016$	—	—	—	—
12	$a'_{12}=0,010$	—	—	—	—
13	$a'_{13}=0,005$	—	—	—	—
14	$a'_{14}=0$	—	—	—	—
15	$a'_{15}=0$	—	—	—	—
	Ординаты суммарной переходной характеристики в конце данного интервала времени				
		$B_5=a'_1b_5+$ $+\ldots+a'_5b_1=$ $=0,886$	$B_6=a'_1b_6+$ $+\ldots+a'_6b_1=$ $=0,97$	$B_7=a'_1b_7+$ $+\ldots+a'_7b_1=$ $=1,005$	$B_8=a'_1b_8+$ $+\ldots+a'_8b_1=$ $=1,005$

Номер ступеньки	Высота ступеньки	Интервал времени			
		Δt_9	Δt_{10}	Δt_{11}	Δt_{12}
		Значения *a* в данном интервале времени			
		0,945	0,969	0,985	0,995
		Значение *b* в конце данного интервала времени			
		0,92	0,97	1,01	1,02
1	$a'_1=0,10$	$a'_1b_9=0,092$	$a'_1b_{10}=0,097$	$a'_1b_{11}=0,101$	$a'_1b_{12}=0,102$
2	$a'_2=0,19$	$a'_2b_8=0,169$	$a'_2b_9=0,175$	$a'_2b_{10}=0,184$	$a'_2b_{11}=0,192$
3	$a'_3=0,16$	$a'_3b_7=0,146$	$a'_3b_8=0,142$	$a'_3b_9=0,147$	$a'_3b_{10}=0,155$
4	$a'_4=0,14$	$a'_4b_6=0,143$	$a'_4b_7=0,127$	$a'_4b_8=0,125$	$a'_4b_9=0,129$
5	$a'_5=0,115$	$a'_5b_5=0,137$	$a'_5b_6=0,117$	$a'_5b_7=0,105$	$a'_5b_8=0,102$
6	$a'_6=0,089$	$a'_6b_4=0,122$	$a'_6b_5=0,106$	$a'_6b_6=0,091$	$a'_6b_7=0,081$
7	$a'_7=0,067$	$a'_7b_3=0,098$	$a'_7b_4=0,092$	$a'_7b_5=0,080$	$a'_7b_6=0,068$
8	$a'_8=0,049$	$a'_8b_2=0,063$	$a'_8b_3=0,072$	$a'_8b_4=0,067$	$a'_8b_5=0,058$
9	$a'_9=0,035$	$a'_9b_1=0,027$	$a'_9b_2=0,045$	$a'_9b_3=0,051$	$a'_9b_4=0,048$
10	$a'_{10}=0,024$	—	$a'_{10}b_1=0,019$	$a'_{10}b_2=0,031$	$a'_{10}b_3=0,035$
11	$a'_{11}=0,016$	—	—	$a'_{11}b_1=0,013$	$a'_{11}b_2=0,021$
12	$a'_{12}=0,010$	—	—	—	$a'_{12}b_1=0,008$
13	$a'_{13}=0,005$	—	—	—	—
14	$a'_{14}=0$	—	—	—	—
15	$a'_{15}=0$	—	—	—	—
	Ординаты суммарной переходной характеристики в конце данного интервала времени				
		$B_9=a'_1b_9+$ $+\ldots+a'_9b_1=$ $=0,997$	$B_{10}=a'_1b_{10}+$ $+\ldots+a'_{10}b_1=$ $=0,992$	$B_{11}=a'_1b_{11}+$ $+\ldots+a'_{11}b_1=$ $=0,995$	$B_{12}=a'_1b_{12}+$ $+\ldots+a'_{12}b_1=$ $=0,999$

Номер ступеньки	Высота ступеньки	Интервал времени		
		Δt_{13}	Δt_{14}	Δt_{15}
		Значение a в данном интервале времени		
		1,0	1,0	1,0
		Значение b в конце данного интервала времени		
		1,02	1,01	1,0
1	$a'_1=0,10$	$a'_1b_{13}=0,102$	$a'_1b_{14}=0,101$	$a'_1b_{15}=0,10$
2	$a'_2=0,19$	$a'_2b_{12}=0,194$	$a'_2b_{13}=0,194$	$a'_2b_{14}=0,192$
3	$a'_3=0,16$	$a'_3b_{11}=0,162$	$a'_3b_{12}=0,163$	$a'_3b_{13}=0,163$
4	$a'_4=0,14$	$a'_4b_{10}=0,136$	$a'_4b_{11}=0,141$	$a'_4b_{12}=0,143$
5	$a'_5=0,115$	$a'_5b_9=0,106$	$a'_5b_{10}=0,111$	$a'_5b_{11}=0,116$
6	$a'_6=0,089$	$a'_6b_8=0,079$	$a'_6b_9=0,082$	$a'_6b_{10}=0,086$
7	$a'_7=0,067$	$a'_7b_7=0,061$	$a'_7b_8=0,059$	$a'_7b_9=0,061$
8	$a'_8=0,049$	$a'_8b_6=0,050$	$a'_8b_7=0,044$	$a'_8b_8=0,043$
9	$a'_9=0,035$	$a'_9b_5=0,042$	$a'_9b_6=0,035$	$a'_9b_7=0,032$
10	$a'_{10}=0,024$	$a'_{10}b_4=0,033$	$a'_{10}b_5=0,028$	$a'_{10}b_6=0,024$
11	$a'_{11}=0,016$	$a'_{11}b_3=0,023$	$a'_{11}b_4=0,022$	$a'_{11}b_5=0,019$
12	$a'_{12}=0,010$	$a'_{12}b_2=0,013$	$a'_{12}b_3=0,014$	$a'_{12}b_4=0,014$
13	$a'_{13}=0,005$	$a'_{13}b_1=0,004$	$a'_{13}b_2=0,006$	$a'_{13}b_3=0,007$
14	$a'_{14}=0$	—	$a'_{14}b_1=0$	$a'_{14}b_2=0$
15	$a'_{15}=0$	—	—	$a'_{15}b_1=0$
	Ординаты суммарной переходной характеристики в конце данного интервала времени			
		$B_{13}=a'_1b_{13}+\ldots+a'_{13}b_1=1,005$	$B_{14}=a'_1b_{14}+\ldots+a'_{14}b_1=1,000$	$B_{15}=a'_1b_{15}+\ldots+a'_{15}b_1=1,000$

ной характеристики двухкаскадного усилителя импульсных сигналов с разнополосными, взаимно корректирующими друг друга каскадами, имеющими данные, указанные на стр. 316. На рис. 9-1 переходная характеристика первого каскада y_1 и переходная характеристика второго каскада y_2 изображены сплошными линиями, переходная характеристи-

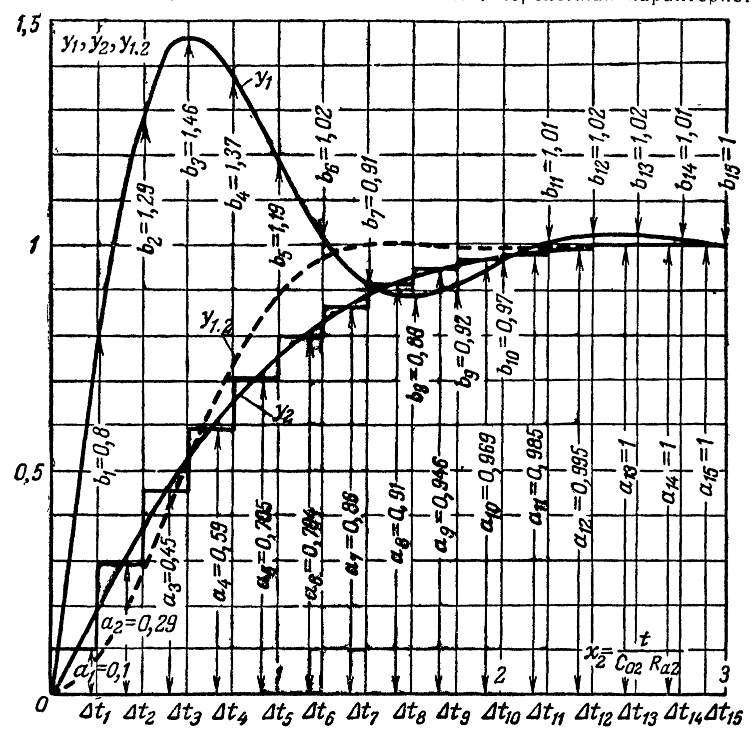


Рис. 9-1. Графический способ построения переходной характеристики усилителя по переходным характеристикам его каскадов

y_1 — характеристика одного из каскадов; y_2 — характеристика другого каскада; $y_{1.2}$ — результирующая переходная характеристика двухкаскадного усилителя, состоящего из этих каскадов.

ка всего усилителя y_{12}, построенная по вычисленным в табл. 9-1 данным, изображена на рис. 9-1 пунктиром.

9-3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ РАСЧЕТА МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ МЕЖДУ КАСКАДАМИ И ВЗАИМНАЯ ИХ КОРРЕКЦИЯ

Расчет усилителя обычно начинают с составления его блок-схемы, выбора усилительных элементов и выбора принципиальных схем входного устройства, каскадов пред-

варительного усиления, каскадов мощного усиления, выходного устройства. Выбор усилительных элементов и принципиальных схем производят, исходя из назначения усилителя и предъявленных к нему технических, экономических и конструктивных требований.

Затем выбирают усилительные элементы для отдельных каскадов и определяют число каскадов, исходя из заданной выходной мощности или напряжения и данных входного сигнала, приближенно найдя коэффициенты усиления каскадов и коэффициент передачи входного устройства. После этого вычерчивают примерную принципиальную схему усилителя.

Дальнейший расчет зависит от типа усилителя. При расчете усилителя звуковых частот задаются для каждого каскада или цепочки, вносящих искажения, значениями относительного усиления $Y_н$ и $Y_в$ на низшей и высшей рабочих частотах, которые берут из табл. 9-2. Для стационарных усилителей значения $Y_н$ берут более близкие к нижнему, а для переносных и малогабаритных усилителей — более близкие к верхнему пределу; значения $Y_в$ для всех случаев можно брать средние из указанных.

Сложив значения $Y_н$ всех каскадов и цепочек усилителя, взятые из табл. 9-2, сравнивают полученный результат с значением $Y_н$, заданным на усилитель. Если полученная сумма не сильно отличается от заданных на усилитель искажений, то значения $Y_н$, взятые на каскады и цепочки, изменяют до получения суммы, равной или немного меньшей заданного на усилитель значения $Y_н$; низкочастотную коррекцию в этих случаях в усилитель не вводят. Если же полученная сумма оказывается много больше заданного на усилитель значения $Y_н$, то в одном или нескольких каскадах вводят низкочастотную коррекцию цепочкой $C_ф R_ф$ или обратной связью, задавшись на усилитель с коррекцией частотными искажениями на низшей рабочей частоте в 1,5—2 раза меньше искажений, допустимых для проектируемого усилителя; это необходимо из-за допусков на параметры усилительных элементов и детали.

Если усилитель должен иметь подъем на низшей рабочей частоте, то значения $Y_н$ на каскад также берут из табл. 9-2 и вводят в усилитель низкочастотную коррекцию такой величины, чтобы усилитель с коррекцией имел заданный подъем характеристики.

Сложив взятые из табл. 9-2 значения $Y_в$ для всех каскадов усилителя, сумму также сравнивают с заданным на

Таблица 9-2

Ориентировочные значения относительного усиления на низшей и высшей частотах для каскадов усиления звуковых частот

Тип каскада или цепи	$Y_н$, *дб*	$Y_в$, *дб*
Выходной или предварительный трансформаторный каскад с триодом и активной нагрузкой	—(0,6÷1)	—(0,5÷1)
Выходной или предварительный трансформаторный каскад с экранированной лампой и активной нагрузкой	—(0,8÷1,5)	—(0,2÷0,3)
Выходной или предварительный трансформаторный транзисторный каскад . .	—(1÷2)	См. примечание
Предварительный трансформаторный каскад с триодом и емкостной нагрузкой	—(0,6÷1)	—1÷+10
Предварительный трансформаторный каскад с экранированной лампой, емкостной нагрузкой и шунтом на первичной обмотке трансформатора	—(0,8÷1,5)	—1÷+10
Предварительный реостатный каскад с триодом, работающий на экранированную лампу	—(0,2÷0,6)	—0,1
Предварительный реостатный каскад с триодом, работающий на триод . .	—(0,2÷0,6)	—(0,2÷0,4)
Предварительный реостатный каскад с экранированной лампой, работающий на экранированную лампу	—(0,3÷0,9)	—(0,1÷0,3)
Предварительный реостатный каскад с экранированной лампой, работающий на триод	—(0,3÷0,9)	—(0,3÷0,6)
Предварительный реостатный транзисторный каскад	—(0,5÷1)	См. примечание
Входной трансформатор с активной нагрузкой и сердечником из пермаллоя	—(0,3÷0,8)	—(0,1÷0,3)
Входной трансформатор с активной нагрузкой и сердечником из трансформаторной стали	—(0,5÷1)	—(0,5÷1)
Входной трансформатор с емкостной нагрузкой и сердечником из любого материала	—(0,5÷1)	—1÷+10
Разделительная цепочка RC на входе, выходе или между каскадами лампового усилителя	—(0,1÷0,3)	0
Разделительная цепочка RC на входе, выходе или между каскадами транзисторного усилителя	—(0,3÷1)	0
Цепочка катодного смещения $R_кC_к$ в ламповом каскаде	—(0,1÷0,3)	0

Тип каскада или цепи	$Y_н$, дб	$Y_в$, дб
Цепочка $R_эC_э$ в экранирующей сетке лампового каскада	—(0,1÷0,3)	0
Цепочка $R_эC_э$ в эмиттере транзисторного каскада	—(0,3÷1)	0

Примечание. Значение $Y_в$, дб, здесь в основном зависит от частотной характеристики примененного транзистора.

усилитель значением $Y_в$. Если она не сильно отличается от заданного значения, то искажения на каскад изменяют до получения суммы, равной или немного меньшей заданной величины; высокочастотная коррекция в этих случаях не нужна. Если же сумма много больше заданного на усилитель значения $Y_в$, то в одном из каскадов вводят высокочастотную коррекцию входным трансформатором с емкостной нагрузкой, схемой последовательной высокочастотной коррекции, обратной связью и т. п., доведя суммарные частотные искажения на высшей рабочей частоте до величины, в 1,5—2 раза меньшей заданной на усилитель.

Если нужно получить частотную характеристику усилителя с подъемом на верхних частотах, то искажения на каскад берут из табл. 9-2 и вводят в усилитель высокочастотную коррекцию такой величины, чтобы получить на высшей рабочей частоте заданный подъем.

Распределив частотные искажения, рассчитывают отдельные каскады усилителя, начиная с последнего (оконечного), и находят коэффициент гармоник усилителя. Если он значительно больше заданного, то в усилителе предусматривают отрицательную обратную связь, снижающую коэффициент гармоник усилителя до допустимого значения. Обратная связь может оказаться необходимой и для стабилизации коэффициента усиления усилителя или уменьшения возрастания выходного напряжения при сбросе нагрузки. Введение обратной связи уменьшит усиление и может вызвать необходимость добавления в усилитель дополнительного каскада и перераспределения частотных искажений, изменяющихся от влияния обратной связи.

При расчете широкополосных усилителей гармонических или импульсных сигналов после составления принципиальной схемы усилителя допущенные на него частотные

искажения на низшей частоте в децибелах $Y_{н.ус}$ или спад плоской вершины импульса $\Delta_{ус}$ делят поровну между каскадами усилителя или цепями, вызывающими искажения или спад, и рассчитывают емкость конденсаторов $C_к$, $C_э$ и $C_с$.

Если рассчитанные конденсаторы невелики и недороги, то низкочастотную коррекцию не применяют и останавливаются на рассчитанных конденсаторах. Если же конденсаторы велики или дороги и уменьшение их емкости в несколько раз может заметно сократить размеры усилителя или его стоимость, то частотные искажения или спад каждого из каскадов берут в 3—10 раз больше найденных первоначально и корректируют искажения усилителя одной или несколькими цепочками $C_ф R_ф$ до величины, немного меньшей допустимого значения $Y_{н.ус}$ или $\Delta_{ус}$.

Корректирование одной цепочкой $C_ф R_ф$ требует только одного конденсатора $C_ф$, но дает более криволинейную частотную и переходную характеристики, чем корректирование несколькими цепочками. Но корректирование несколькими цепочками требует нескольких конденсаторов $C_ф$ с емкостью каждого из них в несколько раз большей, чем в первом случае. Корректирующую цепочку или цепочки $C_ф R_ф$ устанавливают в первых каскадах усилителя, требующих меньшего напряжения питания, чем его последний каскад, определяющий необходимое напряжение источника питания.

Для уменьшения размеров и стоимости усилителя, а также для уменьшения потребляемой им мощности питания, в последнем каскаде широкополосного усилителя целесообразно брать частотные искажения на высшей рабочей частоте или время установления больше допустимых для всего усилителя, скорректировав их затем одним или несколькими предварительными каскадами. Это позволит взять в последнем каскаде много большее сопротивление нагрузки, что увеличит коэффициент усиления всего усилителя и максимальную амплитуду его выходного напряжения и уменьшит необходимый ток питания выходного каскада, а также мощность примененного в нем усилительного элемента. Недостатком такой взаимной коррекции каскадов на верхних частотах является то, что при замене усилительных элементов или деталей частотная характеристика усилителя на верхних частотах, а следовательно, и его выброс и время установления изменяются значительно сильнее, чем в усилителе с одинаковыми характеристиками

каскадов; однако обычно эти изменения оказываются допустимыми.

Наибольший выигрыш и наилучшие характеристики усилителя имеют место при определенных форме и взаимном расположении характеристик его отдельных каскадов, а следовательно, при определенных значениях коэффициентов высокочастотной коррекции и определенных отношениях произведений $C_0R_а$ каскадов. Наивыгоднейшие соотношения зависят также от схемы высокочастотной коррекции и числа взаимно корректируемых каскадов; они различны для усилителей гармонических и усилителей импульсных сигналов.

В двухкаскадном усилителе гармонических сигналов с простой высокочастотной коррекцией и взаимно корректируемыми каскадами значения коэффициентов высокочастотной коррекции первого каскада a_1, второго каскада a_2 и произведение $C_{01}R_{а1}$ первого каскада берут равными:

$$a_1 = 1{,}12;\; a_2 = 0{,}27;\; C_{01}R_{а1} = 0{,}394C_{02}R_{а2}, \qquad (9\text{-}10)$$

где C_{02} и $R_{а2}$ — нагружающие второй (оконечный) каскад, емкость и сопротивление в анодной цепи.

Нормированная частотная характеристика в области верхних частот такого двухкаскадного усилителя дана на рис. 9-2 (кривая *1*). По ней находят значение $X_в$, соответствующее заданной на рассчитываемую пару каскадов величине $Y_{в.ус}$, после чего определяют сопротивления в анодной цепи второго и первого каскадов, а затем индуктивность корректирующих дросселей обоих каскадов из выражений:

$$R_{а2} = \frac{0{,}159X_в}{f_в C_{02}};\; R_{а1} = 0{,}394R_{а2}\frac{C_{02}}{C_{01}};$$

$$L_{а2} = a_2C_{02}R_{а2}^2;\; L_{а1} = a_1C_{01}R_{а1}^2. \qquad (9\text{-}11)$$

Дальнейший расчет такой пары производят обычным образом. Даваемый ею выигрыш по сравнению с одинаковыми каскадами, имеющими $a = 0{,}414$, зависит от заданного для пары значения $Y_{в.ус}$; при $Y_{в.ус} = 0{,}9$ она дает большее в 1,3 раза максимальное выходное напряжение и больший в 1,7 раза коэффициент усиления. При большем значении $Y_{в.ус}$ выигрыш по обоим показателям возрастает. Однако рассчитанная таким образом разнополосная пара при одновременном изменении емкости C_0 одного каскада на

+10 и другого на —10% (наиболее неблагоприятный случай) изменяет усиление на высшей рабочей частоте примерно на 9% (около 0,75 *дб*).

В трехкаскадном усилителе гармонических сигналов с простой высокочастотной коррекцией наилучшее взаимное корректирование каскадов имеет место при

$$a_1 = 2{,}28,\ a_2 = 0{,}37;\ a_3 = 0{,}25;$$

$$C_{01}R_{a1} = 0{,}237C_{03}R_{a3};\ C_{02}R_{a2} = 0{,}659C_{03}R_{a3}. \qquad (9\text{-}12)$$

Нормированная частотная характеристика на верхних частотах такой разнополосной тройки каскадов изображе-

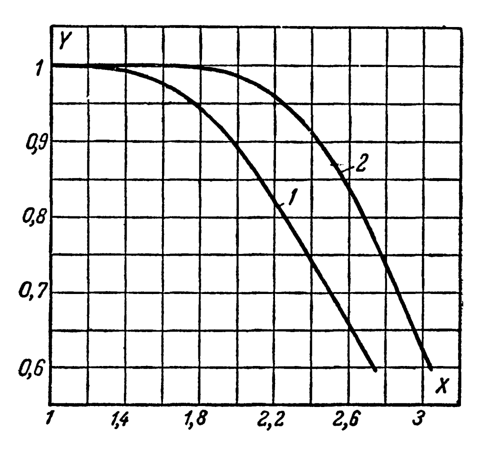


Рис. 9-2. Нормированные частотные характеристики в области верхних частот.
1 — разнополосной пары каскадов с данными, определяемыми уравнениями (9-10); *2* — разнополосной тройки каскадов с данными, определяемыми уравнениями (9-12).

на на том же рис. 9-2 (кривая *2*); по ней находят значение $X_в$, соответствующее заданной на тройку величине $Y_{в.ус}$, после чего рассчитывают $R_{а3}$, $R_{а2}$ и $R_{а1}$ по формулам:

$$R_{а3} = \frac{0{,}159X_в}{f_в C_{03}};\ R_{а2} = 0{,}659R_{а3}\frac{C_{03}}{C_{02}};\ R_{а1} = 0{,}237R_{а3}\frac{C_{03}}{C_{01}}. \qquad (9\text{-}13)$$

Индуктивность корректирующих дросселей всех трех каскадов находят по формулам, аналогичным (9-11). Раз-

нополосная тройка с такими данными при $Y_{в.ус}=0{,}9$ дает большее максимальное выходное напряжение или экономию в мощности питания выходного каскада более чем в 1,6 раза и большее в 3,78 раза усиление по сравнению с тройкой одинаковых каскадов, имеющих $a=0{,}414$ и то же значение $Y_{в.ус}$, но изменение частотной характеристики на верхних частотах при изменении емкостей каскадов или индуктивности корректирующих дросселей у нее больше, чем у разнополосной пары.

В двухкаскадном усилителе импульсных сигналов с простой высокочастотной коррекцией и взаимно корректируемыми каскадами для получения выброса усилителя в 1% значения a_1, a_2, R_{a2} и R_{a1} берут:

$$a_1=1{,}4;\; a_2=0{,}325;\; R_{a2}=\frac{t_{у.ус}}{0{,}76C_{02}};$$

$$R_{a1}=0{,}233R_{a2}\frac{C_{02}}{C_{01}}, \qquad (9\text{-}14)$$

где $t_{у.ус}$ — заданное время установления усилителя.

Расчет индуктивности корректирующих дросселей производится по формулам, аналогичным (9-11). Дальнейший расчет ведется обычным образом. По сравнению с парой каскадов, имеющих $a=0{,}35$ и дающих тот же выброс в 1%, разнополосная пара имеет примерно в 1,5 раза большее усиление и примерно в 1,7 раза большую максимальную амплитуду сигнала или во столько же раз меньшую мощность питания выходного каскада при равной максимальной амплитуде.

Нормированная переходная характеристика в области малых времен такой разнополосной пары дана пунктиром на рис. 9-1; там же сплошными линиями даны переходные характеристики первого и второго каскадов пары. Из этого рисунка можно найти, что время установления всего двухкаскадного усилителя в 1,82 раза меньше времени установления его последнего каскада. Физически корректирование времени установления последнего каскада в данном случае объясняется тем, что первый, более «быстрый» каскад, имея большой выброс (свыше 46%), расположенный на переднем фронте второго — «медленного» — каскада, заставляет результирующую характеристику усилителя подниматься быстрее. Когда характеристика второго каскада приближается к установившемуся состоянию, выброс первого каскада меняет знак, что не дает появиться значительному выбросу на результирующей характеристике.

В трехкаскадном усилителе импульсных сигналов с простой высокочастотной коррекцией и выбросом в 1% наи-

лучшее взаимное корректирование каскадов имеет место при

$$a_1=4{,}434,\ a_2=0{,}953;\ a_3=0{,}318;\ R_{a3}=\frac{t_{у.ус}}{0{,}475C_{03}};$$

$$R_{a2}=0{,}282R_{a3}\frac{C_{03}}{C_{02}};\ R_{a1}=0{,}0672R_{a3}\frac{C_{03}}{C_{01}}. \quad (9\text{-}15)$$

Разнополосная тройка дает еще больший выигрыш, чем разнополосная пара, но ее характеристики при изменении данных схемы изменяются сильнее.

Время установления многокаскадного усилителя, составленного из нескольких разнополосных пар или троек с указанными выше данными, приближенно может быть найдено из выражения

$$t_{у.ус}\approx t_у\sqrt[4]{n}, \quad (9\text{-}16)$$

где $t_у$ — время установления пары или тройки;

n — число пар или троек в усилителе.

В особых случаях, когда усилитель должен иметь возможно более постоянную частотную или переходную характеристику при замене ламп, изменении емкости монтажа и т. п., взаимную коррекцию каскадов применять не следует. При этом заданные на усилитель частотные искажения на высшей частоте делят между каскадами поровну и для усилителя гармонических сигналов с простой высокочастотной коррекцией без подъема на верхних частотах берут для всех каскадов значение $a=0{,}414$. Для усилителя импульсных сигналов в этих случаях, а также при необходимости иметь полное отсутствие выбросов значение a для всех каскадов берут равным 0,25, а время установления каждого из n каскадов находят по приближенной формуле

$$t_у\approx\frac{t_{у.ус}}{\sqrt{n}}. \quad (9\text{-}17)$$

9-4. ПАРАЗИТНЫЕ СВЯЗИ В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Виды паразитных связей и борьба с ними

Между цепями и деталями схемы многокаскадного усилителя существуют различные паразитные связи, через которые передается энергия сигнала или помехи. Это настолько может изменить свойства усилителя, что он не

будет удовлетворять заданным требованиям или даже окажется неработоспособным. Поэтому все виды паразитных связей в усилителе должны быть ослаблены до такой степени, чтобы они практически не отражались на его свойствах и характеристиках.

Основными видами паразитных связей в многокаскадном усилителе являются емкостные, индуктивные, электромагнитные, электромеханические связи и связи через общие источники питания.

Паразитные емкостные связи обусловлены наличием емкости между проводниками и деталями схемы усилителя, несущими потенциал сигнала. Через эту емкость энергия усиленного сигнала передается из последующих цепей усилителя в предыдущие, создавая между его каскадами емкостную паразитную обратную связь. При достаточной глубине этой связи характеристики усилителя сильно искажаются и даже наступает его самовозбуждение. Так как сопротивление емкости падает с ростом частоты, проходящая через нее энергия с повышением частоты увеличивается; поэтому паразитная емкостная обратная связь искажает частотную и фазовую характеристики усилителя на верхних частотах и может привести к его самовозбуждению на частотах, превышающих высшую рабочую. Чем больше усиление сигнала между цепями, имеющими емкостную связь, тем меньшей емкости достаточно для искажения характеристик усилителя и его самовозбуждения; при усилении в 10^5 раз для самовозбуждения усилителя звуковых частот может оказаться достаточной емкость между входной и выходной цепями порядка 0,01 *пф*.

Для уменьшения паразитных емкостных связей монтаж усилителя и мелкие детали его схемы обычно размещают внутри металлической коробки (шасси), соединяемой с общим проводом, а каскады располагают по прямой линии в виде полоски, так как при этом достигается наибольшее удаление опасных цепей друг от друга. В усилителях с большим усилением или большой высшей рабочей частотой этого недостаточно, и в них приходится тщательно экранировать входные и выходные цепи, а иногда и ставить внутри шасси соединенные с последним металлические экраны, разделяющие входную и выходную цепи каждого из каскадов.

При расположении усилителя с большим усилением вблизи питающего его выпрямителя напряжение электро-

сети через паразитные емкостные связи между цепями и деталями усилителя и выпрямителя попадает на усилитель и приводит к появлению на выходе усилителя фона переменного тока, искажающего и даже могущего заглушить усиливаемые сигналы. Для ослабления фона, вызванного этой причиной, выпрямитель следует располагать возможно дальше от первых каскадов, а иногда даже и экранировать от усилителя.

Если готовый усилитель не работает нормально вследствие паразитных емкостных связей, влияние последних можно ослабить, зашунтировав входные цепи первых каскадов непроволочными сопротивлениями, снижающими усиление усилителя на 10—20%, или конденсаторами небольшой емкости, немного уменьшающими усиление на высшей рабочей частоте.

Паразитные индуктивные связи обусловлены наличием взаимоиндукции между проводниками и деталями усилителя, главным образом между его трансформаторами. Паразитная индуктивная обратная связь между трансформаторами усилителя, например между его входным и выходным трансформаторами, может вызвать искажение характеристик усилителя или даже его самовозбуждение, обычно в области средних рабочих частот.

Для усилителей с малым входным напряжением (микрофонные, магнитофонные и др.) очень опасна индуктивная связь входного трансформатора с источниками переменных магнитных полей (трансформаторы питания, электродвигатели и т. п.). При расстоянии такого источника от входного трансформатора в несколько десятков сантиметров наводимая на вторичной обмотке трансформатора средних размеров э. д. с. помехи (фона) может достигать нескольких милливольт, что в сотни раз превосходит допустимое значение.

Для снижения индуктивных наводок и паразитной обратной связи входной трансформатор располагают возможно дальше от выходного, и особенно от трансформатора питания, помещая их на противоположных сторонах шасси. Устанавливать входной трансформатор на шасси следует так, чтобы магнитные силовые линии потока рассеяния выходного трансформатора, и в особенности трансформатора питания, проходили перпендикулярно оси обмотки входного трансформатора (рис. 9-3). Наивыгоднейшее положение входного трансформатора с точки зрения

наводимых на него помех нередко приходится находить экспериментально на макете усилителя.

Значительно слабее паразитная индуктивная связь проявляется при стержневой (двухкатушечной) и еще слабее — при тороидальной конструкции входного трансформатора. Однако ввиду большей сложности изготовления таких трансформаторов они применяются редко. Паразитная индуктивная связь ослабляется при уменьшении размеров

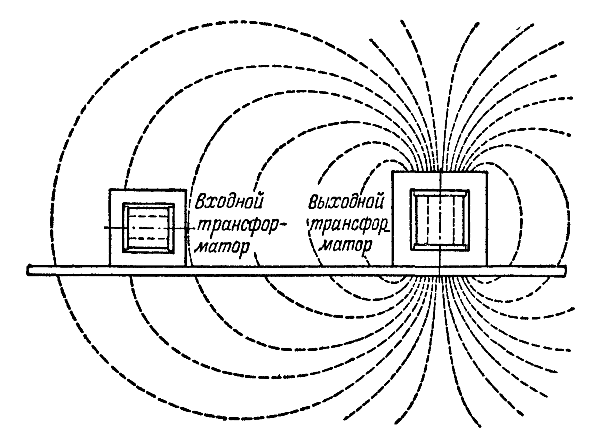


Рис. 9-3. Правильное положение входного трансформатора усилителя относительно выходного трансформатора или источника наводок.

трансформатора; для ее ослабления входные трансформаторы усилителей с малым входным напряжением (микрофонных, магнитофонных и т. д.) делают малогабаритными, используя для их сердечников сплавы с очень высокой магнитной проницаемостью (пермаллой марок Н80ХС, Н80М3, Н79М4 и др.).

Однако упомянутых выше мер для защиты входных трансформаторов таких усилителей обычно оказывается недостаточно, и для снижения наводок до допустимой величины эти трансформаторы помещают в специальные экраны (коробки) из тех же сплавов с высокой магнитной проницаемостью.

Паразитные электромагнитные обратные связи приводят к самовозбуждению отдельных каскадов широкополосных усилителей на частотах порядка сотен мегагерц. Эти связи обычно возникают между выводными проводниками усилительных элементов, образующими ко-

лебательную систему с распределенными постоянными и резонансной частотой указанного порядка. Обнаружить самовозбудившийся на такой частоте каскад обычно можно по возрастанию потребляемого им тока питания, а в ламповых усилителях также по свечению маленькой неоновой лампочки, одним из электродов которой касаются электродов генерирующей лампы.

Самовозбуждение такого типа устраняют последовательным включением в цепь управляющего электрода небольшого непроволочного сопротивления (от нескольких ом до нескольких килоом). Защитное сопротивление припаивают непосредственно к лепестку ламповой панели или выводу транзистора, по возможности укоротив последний; детали схемы и монтажные провода подключают к другому концу сопротивления. При параллельном включении и в двухтактных каскадах защитными сопротивлениями снабжают каждый из усилительных элементов.

Паразитные электромеханические связи проявляются в усилителях, корпус которых имеет жесткую механическую связь с включенным на выход усилителя громкоговорителем, в усилителях, расположенных близко от громкоговорителя, а также в усилителях, подвергающихся вибрации (сотрясению). Механические колебания диффузора близко расположенного громкоговорителя через корпус последнего и шасси усилителя, а также через воздух передаются усилительным элементам. Вследствие микрофонного эффекта эти колебания вызывают появление в выходной цепи усилительных элементов переменной составляющей тока, поступающей в громкоговоритель и создающей таким образом паразитную обратную электромеханическую связь.

Транзисторы почти не обладают микрофонным эффектом, а поэтому паразитная электромеханическая связь проявляется в основном в ламповых усилителях. Наиболее опасной, нередко вызывающей самовозбуждение устройства, является паразитная связь громкоговорителя с первой лампой усилителя; частота возникающих при этом колебаний обычно лежит в полосе средних звуковых частот. В усилителях, подверженных вибрации, микрофонный эффект приводит к появлению помех на выходе, искажающих усиливаемые сигналы.

Для ослабления паразитной электромеханической связи в усилителе желательно применять усилительные элементы, не обладающие микрофонным эффектом или имеющие

слабо выраженный микрофонный эффект. Для этой же цели в ламповых усилителях с большим коэффициентом усиления, расположенных недалеко от громкоговорителя, лампу первого каскада амортизируют, подвешивая ее ламповую панельку на амортизаторах; громкоговоритель также полезно крепить к панели через резиновые амортизаторы. В первом каскаде желательно применять лампу с малым микрофонным эффектом, имеющую подогревный катод и жесткую конструкцию внутренней арматуры. Для ослабле-

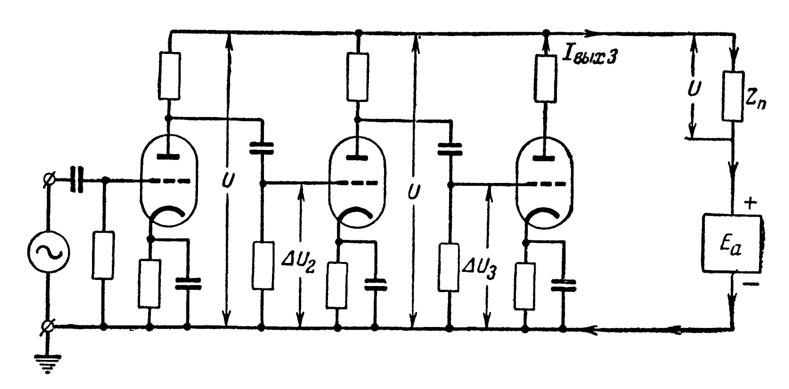


Рис. 9-4. Паразитная обратная связь через источник анодного питания в многокаскадном усилителе.

ния электромеханической связи через воздух, проявляющейся при больших усилениях, баллон первой лампы защищают от воздействия звуковых колебаний экраном, представляющим собой толстый металлический колпак, крепящийся на амортизированной ламповой панельке.

В усилителях с очень большим коэффициентом усиления иногда приходится амортизировать также и входной трансформатор, способный в определенных условиях вследствие магнистострикционного эффекта преобразовывать механические колебания в электрические.

Паразитные обратные связи через источники питания в многокаскадном усилителе возникают вследствие того, что источник питания имеет внутреннее сопротивление. Так, например, ток сигнала $I_{вых3}$ выходной цепи третьего каскада лампового усилителя, изображенного на рис. 9-4, проходя через источник питания, создает на последнем падение напряжения U, равное произведению тока на внутреннее сопротивление $Z_п$ источника питания. Это падение напряжения вместе с постоянной составляю-

щей напряжения источника питания подается в анодные цепи предыдущих каскадов, а затем через элементы межкаскадной связи попадает на управляющие сетки всех каскадов, за исключением первого, создавая в усилителе паразитную обратную связь.

Сопротивление источника питания, обычно имеющего на своих выходных зажимах конденсатор большой емкости, растет с понижением частоты; поэтому напряжение паразитной обратной связи через источник питания с понижением частоты увеличивается. В зависимости от фазы по отношению к сигналу это напряжение может либо увеличивать напряжение сигнала на сетке, либо уменьшать его. Возрастая с понижением частоты, оно искажает частотную характеристику усилителя на нижних частотах, а при достаточной глубине связи приводит к его самовозбуждению на очень низких частотах (порядка единиц или десятков герц).

Источником анодного (коллекторного) питания усилителя обычно служит выпрямитель, поэтому одним из способов ослабления рассматриваемой паразитной связи является снижение внутреннего сопротивления выпрямителя переменному току. Это может быть достигнуто или увеличением емкости конденсатора $C_в$, шунтирующего выход выпрямителя, или применением в нем электронной стабилизации напряжения. Однако значение $C_в$, необходимое для снижения паразитной связи до допустимого значения, настолько велико, что обычно оказывается практически неосуществимым; применение же электронной стабилизации сильно удорожает выпрямитель и понижает его к. п. д., а поэтому экономически невыгодно.

Основным способом ослабления паразитной связи через источник анодного или коллекторного питания является включение в анодные или коллекторные цепи каскадов предварительного усиления цепочек $C_ф R_ф$, выполняющих в этом случае роль развязывающих фильтров. С помощью таких цепочек напряжение паразитной связи, подающееся на каскады, нетрудно уменьшить до допустимой величины.

Развязывающие фильтры отдельных каскадов многокаскадного усилителя, как указывалось в гл. 3, могут включаться как последовательно (см. рис. 3-10,*а*), так и параллельно (см. рис. 3-10,*б*) или смешанно. Последовательное включение наиболее экономично, так как при нем для первых каскадов используется развязывающее действие це-

почек следующих каскадов. Поэтому на практике в основном применяют последовательное включение развязывающих цепочек.

Самовозбуждение многокаскадного лампового усилителя с высшей рабочей частотой порядка десятков мегагерц и выше, а также изменение характеристик такого усилителя иногда имеет место из-за паразитной обратной связи через общий источник питания цепей накала ламп. Вследствие значительного индуктивного сопротивления проводников цепи накала на высоких частотах эта цепь не отводит на общий провод попадающую на нее через паразитные емкости энергию усиленного сигнала, а передает эту энергию через паразитные же емкости на управляющие сетки первых каскадов.

Для ослабления паразитной связи через цепь накала применяют несколько способов. Одним из них является соединение с шасси через безындукционные конденсаторы емкостью 100—1 000 *пф* обоих лепестков накала ламповых панелек всех ламп усилителя. При однопроводной системе накала (вторым проводом служит шасси) с шасси через конденсатор соединяют только лепестки, к которым подводится провод накала.

Вторым способом является последовательное включение в провода накала (непосредственно у лепестков ламповых панелек) дросселей; при однопроводной системе накала дроссели включают только у лепестков, соединяемых с проводом накала. Дроссели накала представляют собой цилиндрическую однослойную бескаркасную спираль с внутренним диаметром 4—7 *мм*, имеющую 10—30 намотанных вплотную друг к другу витков изолированного медного провода диаметром 0,4—0,7 *мм*.

Третьим способом ослабления паразитной связи через цепь накала является подводка напряжения накала к лампам посредством емкостных шин накала; при этом проводники (или проводник) накала выполняются в виде прямых медных или латунных ленточек, прижатых по всей длине к шасси через изоляционную прокладку рядом с линейкой ламповых панелек. От шин накала отводят возможно короткие проводники к лепесткам накала ламповых панелек. Подводку напряжения накала к шинам желательно производить со стороны последнего каскада усилителя.

Расчет цепочек $C_ф R_ф$ по допустимым искажениям

Самовозбуждение усилителя от паразитной обратной связи через источник питания обычно происходит при значительно более глубокой связи, чем связь, вызывающая допустимые дополнительные частотные искажения на низшей рабочей частоте. Поэтому расчет развязывающих фильтров $C_ф R_ф$ можно производить по допустимым дополнительным частотным искажениям, так как при этом усилитель обычно оказывается устойчивым.

В многокаскадном усилителе ток сигнала максимален в выходной цепи оконечного каскада; поэтому амплитуду напряжения паразитной связи на зажимах выпрямителя, имеющего на выходе конденсатор $C_в$, приближенно можно считать равным произведению амплитуды тока сигнала

оконечного каскада $I_{вых\ m\ ок}$ на сопротивление этого конденсатора переменному току. Сопротивление самого выпрямителя вместе с остальной частью сглаживающего фильтра, включенное параллельно конденсатору $C_в$ по отношению к току выходного каскада, обычно значительно выше сопротивления конденсатора, и им почти всегда можно пренебречь.

Для наиболее неблагоприятного случая, когда напряжение паразитной связи на управляющем электроде усилительного элемента находится точно в противофазе с полезным сигналом, учитывая сказанное выше, нетрудно получить формулу, определяющую необходимый коэффициент развязывания фильтра $\phi_р$ для любого каскада многокаскадного усилителя через допустимый коэффициент дополнительных частотных искажений каскада $M_{н.д}$ на низшей рабочей частоте $f_н$:

$$\phi_р = \frac{0,159\beta_м I_{вых\ m\ ок}}{f_н C_в U_{с\ m\ сл} (M_{н.д} - 1)}, \qquad (9\text{-}18)$$

где $U_{с\ m\ сл}$ — расчетная амплитуда напряжения сигнала на управляющем электроде усилительного элемента следующего каскада;

$\beta_м$ — коэффициент передачи напряжения от источника питания к управляющему электроду схемой межкаскадной связи.

Формулы, определяющие $\beta_м$ для различных случаев межкаскадной связи, изображенных на рис. 9-5, даны в табл. 9-3. Значение дополнительных частотных искажений при расчете $\phi_р$ берут в 2—3 раза меньше частотных искажений, вносимых каскадом на низшей рабочей частоте, что обычно соответствует значению $M_{н.д}$ порядка 1,01—1,04.

При последовательном включении развязывающих фильтров, обычно и применяемом на практике, их коэффициенты развязывания перемножаются и необходимый коэффициент развязывания $\phi'_р$ для первого, второго и т. д. каскадов многокаскадного усилителя определяется как отношение найденных по формуле (9-18) значений $\phi_р$ для данного и следующего каскадов:

$$\phi'_{р1} = \frac{\phi_{р1}}{\phi_{р2}}; \quad \phi'_{р2} = \frac{\phi_{р2}}{\phi_{р3}} \text{ и т. д.} \qquad (9\text{-}19)$$

Для последней развязывающей цепочки $\phi'_р$ будет равно $\phi_р$ предпоследнего каскада, найденному из выражения (9-18), так как в последнем каскаде цепочку $C_ф R_ф$ не включают.

Необходимые значения емкости развязывающих цепочек находят из выражений:

$$C_{\text{ф}1} = \frac{0,159\sqrt{\phi'^2_{\text{р}1} - 1}}{f_{\text{н}}R_{\text{ф}1}} \approx \frac{0,159\phi'_{\text{р}1}}{f_{\text{н}}R_{\text{ф}1}};$$

$$C_{\text{ф}2} = \frac{0,159\sqrt{\phi'^2_{\text{р}2} - 1}}{f_{\text{н}}R_{\text{ф}2}} \approx \frac{0,159\phi'_{\text{р}2}}{f_{\text{н}}R_{\text{ф}2}} \text{ и т. д.,} \quad (9\text{-}20)$$

где $R_{\text{ф}1}$, $R_{\text{ф}2}$ и т. д. — сопротивления последовательно включенных развязывающих цепочек.

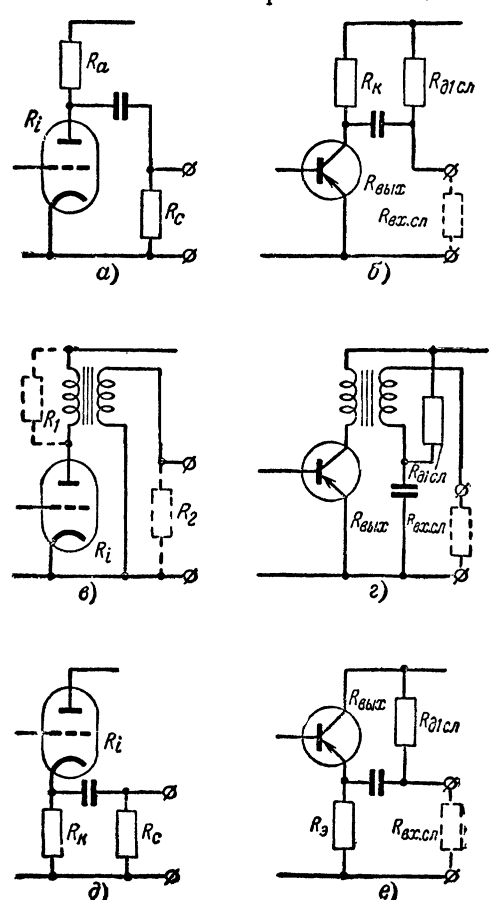


Рис. 9-5. Принципиальные схемы усилительных каскадов к табл. 9-3.

Таблица 9-3

Значение коэффициента передачи $\beta_м$ для различных случаев межкаскадной связи

Тип каскада	Значение $\beta_м$	Примечание
Реостатный каскад лампового усилителя (рис. 9-5,*а*)	$\frac{R}{R+R_а}$	$R=\frac{R_iR_с}{R_i+R_с}$
Реостатный каскад транзисторного усилителя (рис. 9-5,*б*)	$\frac{R}{R+R_{к.д}}$	$R=\frac{R_{вых}R_{вх.сл}}{R_{вых}+R_{вх.сл}}$; $R_{к.д}=\frac{R_кR_{д1сл}}{R_к+R_{д1сл}}$ $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление транзистора следующего каскада
Трансформаторный каскад лампового усилителя с шунтом R_1 на первичной обмотке трансформатора (рис. 9-5,*в*)	$\frac{nR_1}{R_1+R_i}$	n — коэффициент трансформации трансформатора
Трансформаторный каскад лампового усилителя с шунтом R_2 на вторичной обмотке трансформатора	$\frac{nR'_2}{R_i+r_1+r'_2+R'_2}$	R'_2 — приведенное к первичной обмотке значение R_2, равное R_2/n^2
Трансформаторный каскад лампового усилителя без шунтов на обмотках трансформатора	n	—

Продолжение табл. 9-3

Значения коэффициента передачи $\beta_м$ для различных случаев межкаскадной связи

Тип каскада	Значение $\beta_м$	Примечание
Трансформаторный каскад транзисторного усилителя (рис. 9-5,*г*)	$\frac{nR'_{вх.сл}}{R_{вых}+r_1+r'_2+R'_{вх.сл}}$	$R'_{вх.сл}$ — приведенное к первичной обмотке входное сопротивление транзистора следующего каскада, равное $R_{вх.сл}/n^2$; $R_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора рассчитываемого каскада
Катодный повторитель (рис. 9-5,*д*)	$\frac{R}{R+R_i(1+S_к R)}$	$R=\frac{R_к R_с}{R_к+R_с}$; $S_к$ — крутизна катодного тока лампы в точке покоя
Эмиттерный повторитель (рис. 9-5,*е*)	$\frac{R}{R+R_{в.д}}$	$R=\frac{R_э R_{вх.сл}}{R_э+R_{вх.сл}}$; $R_{в.д}=\frac{R_{вых}R_{д1сл}}{R_{вых}+R_{д1сл}}$; $R_{вых}$ определяют по выражению (4-12) для $Z_{вых}$, полагая $Z_и=R_и$, $Z_{вых}=R_{вых}$ и заменив $r_э$ на $r_э+R_э$

Примечание. Для инверсного каскада с общим катодом значение $\beta_м$ находят так же, как для обычного реостатного каскада; для инверсного каскада с разделенной нагрузкой и инверсного каскада с катодной или эмиттерной связью $\beta_м \approx 1$.

Эти сопротивления рассчитывают, задавшись падением напряжения питания на каждом из них порядка 0,1—0,3 от напряжения источника питания E в зависимости от количества последовательно включенных цепочек в усилителе. Если цепочка одна или цепочки включены параллельно, то падение напряжения на сопротивлении $R_ф$ берут порядка 0,25—0,3 E. При нескольких последовательно включенных цепочках падение напряжения на каждом из сопротивлений берут порядка 0,1—0,15 E:

$$R_{ф1} = \frac{(0,1 \div 0,3)\,E}{I_{01}};\quad R_{ф2} = \frac{(0,1 \div 0,3)\,E}{I_{02}}\ \text{и т. д.,} \qquad (9\text{-}21)$$

где I_{01}, I_{02} и т. д. — постоянные составляющие токов, текущих через сопротивления $R_{ф1}$, $R_{ф2}$ и т. д.

Если в каскаде уже имеется цепочка $C_{ф.к}$ $R_{ф.к}$, корректирующая нижние частоты, то емкость развязывающей цепочки берут в 20—30 раз больше $C_{ф.к}$, а $R_ф$ находят с учетом развязывающего действия корректирующей цепочки:

$$C_ф = (20 \div 30)\,C_{ф.к};\quad R_ф = \frac{0,159\sqrt{\phi_р'^2 - 1}}{C_ф\sqrt{1 + (6,28 f_н C_{ф.к} R_{ф.к})^2}}. \qquad (9\text{-}22)$$

Падение напряжения питания на сопротивлении $R_ф$ в этом случае не должно превышать $0,1E$; если оно получается выше, то увеличивают значение $C_ф$.

При параллельном включении развязывающих цепочек значения $R_ф$ находят из выражения (9-21), полагая падение напряжения на сопротивлениях фильтра равным 0,2—0,3E, независимо от количества цепочек; значения $C_ф$ рассчитывают по формулам (9-20), подставив в них вместо $\phi_р'$ значения $\phi_р$, найденные из выражений (9-18).

Указанный выше метод расчета развязывающих фильтров справедлив для усилителей гармонических сигналов с однотактным выходным каскадом; он остается справедливым и для двухтактного выходного каскада, если при работе последнего в режиме А в формулу (9-18) вместо $I_{вых\,m\,ок}$ подставить 0,3 амплитудного значения переменной составляющей выходного тока плеча оконечного каскада. При работе выходного каскада в режиме В в выражение (9-18) в качестве $I_{вых\,m\,ок}$ подставляют максимальное значение выходного тока плеча.

В усилителях импульсных сигналов недостаточная емкость выходного конденсатора выпрямителя $C_в$ при отсутствии развязывающих фильтров в каскадах приводит к самовозбуждению усилителя или к дополнительному спаду плоской вершины импульса. Для того чтобы этот дополни-

тельный спад не мог превзойти 0,3—0,5 основного спада Δ, допущенного на каскад, в выходную цепь усилительного элемента каждого из каскадов, за исключением последнего, необходимо включить развязывающую цепочку $C_ф R_ф$ с коэффициентом развязывания $\phi_р$, определяемым выражением

$$\phi_р = \frac{\beta_м T I_{вых\ m\ ок}}{U_{с\ m.сл} C_в (0,3 \div 0,5)\Delta}, \tag{9-23}$$

где T — максимальная длительность усиливаемых импульсов, *сек*;

$U_{с\ m.сл}$ — максимальная расчетная амплитуда напряжения импульса на управляющем электроде усилительного элемента следующего каскада;

$\beta_м$ — коэффициент передачи цепи межкаскадной связи, взятый из табл. 9-3.

При двухтактном выходном каскаде, работающем в режиме А, вместо $I_{вых\ m\ ок}$ в выражение (9-23) подставляют 0,3 от амплитуды тока импульса в плече выходного каскада.

При расчете двухкаскадного усилителя импульсных сигналов с развязывающей цепочкой $C_ф R_ф$ в первом каскаде, а также при расчете многокаскадного импульсного усилителя с параллельным включением развязывающих цепочек для каждого из каскадов, за исключением последнего, по формуле (9-23) находят значение $\phi_р$, а затем, рассчитав значения $R_ф$, исходя из падения напряжения на них 0,2—0,3 E, находят минимально допустимую емкость конденсаторов $C_ф$ из выражения

$$C_ф = \frac{\phi_р T}{2R_ф}. \tag{9-24}$$

При расчете трехкаскадного усилителя импульсных сигналов с двумя последовательно включенными развязывающими фильтрами, по формуле (9-23) находят $\phi_{р1}$ для первого и $\phi_{р2}$ для второго каскадов; рассчитав сопротивления $R_{ф1}$ и $R_{ф2}$ по формуле (9-21) и указаниям к ней, определяют минимально допустимую емкость конденсаторов $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$ из выражений:

$$C_{ф1} = \frac{\phi_{р1} T}{3\phi_{р2} R_{ф1}}; \quad C_{ф2} = \frac{\phi_{р2} T}{2R_{ф2}}. \tag{9-25}$$

Больше двух последовательно включенных цепочек в усилителях импульсных сигналов обычно не встречается.

9-5. ТРЕБОВАНИЯ К ИСТОЧНИКАМ ПИТАНИЯ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Напряжение, ток и сопротивление источников питания

Питание коллекторных цепей или анодных цепей и цепей экранирующих сеток многокаскадного усилителя почти всегда производят от одного общего источника постоянного тока (выпрямителя, сети постоянного тока, батареи). Так как выходные цепи усилительных элементов и цепи экранирующих сеток обычно питают от общего источника параллельно, то ток I, на который рассчитывают источник питания анодных или коллекторных цепей, находят по одной из следующих формул:

$$\left.\begin{aligned} I &= I_{\text{а ср1}} + I_{\text{а.ср2}} + \ldots + I_{\text{э.ср1}} + I_{\text{э ср2}} + \ldots + I_{\text{д}}; \\ I &= I_{\text{к.ср1}} + I_{\text{к.ср2}} + \ldots + I_{\text{д}}, \end{aligned}\right\} \quad (9\text{-}26)$$

где $I_{\text{а.ср1}}$, $I_{\text{а.ср2}}$, $I_{\text{э.ср1}}$, $I_{\text{э.ср2}}$, $I_{\text{к.ср1}}$, $I_{\text{к.ср2}}$ — средние значения анодного, экранного, коллекторного токов первого, второго и т. д. каскадов за период сигнала при максимальном расчетном сигнале;

$I_{\text{д}}$ — ток делителей напряжения и сопротивлений, нагружающих источник питания.

При работе каскада в режиме А среднее значение тока можно считать равным току покоя.

Необходимое напряжение выпрямителя, питающего анодные или коллекторные цепи многокаскадного усилителя, определяется его оконечным каскадом, обычно требующим наибольшего напряжения питания. Для лампового усилителя с трансформаторным оконечным каскадом, имеющим катодное смещение, напряжение источника анодного питания находят из выражения

$$E_{\text{а}} = U_{\text{а0}} + I_{\text{ср}} r_1 + U_{\text{с0}}, \quad (9\text{-}27)$$

где $U_{\text{а0}}$ и $I_{\text{ср}}$ — среднее значение напряжения на аноде и тока анода оконечного каскада при максимальном сигнале;

r_1 — омическое сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора;

$U_{\text{с0}}$ — падение напряжения на сопротивлении катодного смещения оконечного каскада.

Формула (9-27) справедлива для усилителя с однотактным оконечным каскадом. В случае двухтактного оконечного каскада, работающего в режиме А или в режиме В,

r_1 в ней заменяют на сопротивление половины первичной обмотки $r_{1п}$, а в качестве $I_{ср}$ берут ток покоя одного плеча оконечного каскада. При отсутствии в оконечном каскаде катодного смещения в формуле (9-27) значение $U_{с0}$ считают равным нулю.

Для транзисторного усилителя в режиме А с двухтактным трансформаторным оконечным каскадом при включении транзисторов в последнем с общим эмиттером (рис. 3-20,*б*) необходимое напряжение источника коллекторного питания определится выражением

$$E_к = U_{к0} + I_{ср} r_{1п} + U_R, \qquad (9\text{-}28)$$

где $U_{к0}$ и $I_{ср}$ — расчетное напряжение коллектор — эмиттер и средний коллекторный ток плеча оконечного каскада;

U_R — падение напряжения на стабилизирующем сопротивлении $R_э$.

При включении транзисторов оконечного каскада с общей базой (рис. 3-20,*в*) в формуле (9-28) под $U_{к0}$ понимают расчетное напряжение коллектор — база оконечного каскада, а под U_R — падение напряжения на сопротивлении $R_{д2}$. Не следует забывать, что при работе транзисторного оконечного каскада в режиме В стабилизирующее сопротивление $R_э$ не включают и падение напряжения на нем в этом случае полагают равным нулю. В случае однотактного оконечного каскада $r_{1п}$ в формуле (9-28) заменяют сопротивлением всей первичной обмотки r_1.

При заданном напряжении источника питания усилителя (например, при питании его от имеющегося выпрямителя, сети постоянного тока, имеющейся аккумуляторной или сухой батареи и т. п.) находят постоянную составляющую напряжения на аноде или коллекторе, решив уравнение (9-27) или (9-28) относительно $U_{а0}$ или $U_{к0}$, и на полученное напряжение рассчитывают оконечный каскад.

Для однотактного каскада, работающего в режиме А, необходим источник анодного (коллекторного) питания, имеющий внутреннее сопротивление переменному току в полосе рабочих частот не выше 0,05—0,1 сопротивления нагрузки выходной цепи каскада переменному току, так как в противном случае возможны искажения расчетных частотной, фазовой и переходной характеристик каскада. Внутреннее сопротивление источника питания постоянному току в этом случае может быть любым, так как в режиме А

постоянная составляющая питающего каскад тока практически не зависит от амплитуды сигнала.

Для двухтактного каскада, работающего в режиме А, сопротивление источника анодного (коллекторного) питания как постоянному, так и переменному току может быть любым, так как в этом случае ток сигнала не проходит через источник питания.

Сопротивление источника анодного (коллекторного) питания двухтактного каскада, работающего в режиме В, должно быть возможно малым как для постоянного, так и для переменного тока. При отсутствии сигнала напряжение источника питания должно повышаться не более чем на 5—10%, что и определяет его максимально допустимое сопротивление постоянному току. Реактивная составляющая сопротивления источника питания в полосе рабочих частот в этом случае не должна превышать 5—10% сопротивления нагрузки плеча каскада, так как в противном случае каскад может вносить значительные дополнительные нелинейные искажения, аналогичные имеющим место при работе такого каскада с конденсатором цепи катодного смещения $C_к$ недостаточной емкости.

Колебания напряжения источника анодного (коллекторного) питания не должны превышать допустимой для усилителя величины; в противном случае источник питания должен быть стабилизирован (например, с помощью феррорезонансного или электронного стабилизатора).

Питание цепей накала многокаскадного лампового усилителя обычно производят параллельно от одного общего источника накала (обмотки накала на силовом трансформаторе питания, аккумулятора, сухой батареи и т. д.). Ток $I_н$, на который рассчитывают в этом случае источник накала, равен сумме токов накала всех каскадов усилителя $I_{н1}$, $I_{н2}$, $I_{н3}$ и т. д., а необходимое напряжение источника накала $U_н$ равно напряжению накала каждого из каскадов:

$$I_н = I_{н1} + I_{н2} + I_{н3} + \ldots; \quad U_н = U_{н1} = U_{н2} = U_{н3} = \ldots \qquad (9\text{-}29)$$

При последовательном соединении нитей накала ламп, иногда применяемом в усилителях, наоборот, потребляемый от источника питания накала ток равен току одной лампы, а его необходимое напряжение равно сумме напряжений накала всех ламп усилителя.

Колебания напряжения (или тока) источника питания накала не должны превышать величины, допустимой для

ламп усилителя; в противном случае источник накала стабилизируют. При последовательном соединении цепей накала ламп для стабилизации накала можно использовать включаемый последовательно в цепь бареттер; напряжение источника накала в этом случае увеличивают на падение напряжения на бареттере. При питании цепей накала от переменного тока и любом их соединении стабилизацию накала можно осуществить феррорезонансным стабилизатором.

Внутреннее сопротивление источника питания цепей накала практически не влияет на работу многокаскадного усилителя, а поэтому величина этого сопротивления ограничивается лишь потерями в нем энергии накала.

Допустимая пульсация источника анодного (коллекторного) питания

При питании анодных (коллекторных) цепей многокаскадного усилителя от выпрямителя переменная составляющая выпрямленного напряжения, обычно называемая пульсацией, через элементы межкаскадной связи попадает на управляющие электроды усилительных элементов и вызывает появление фона переменного тока на выходе усилителя. Для того чтобы фон практически не влиял на работу усилителя, амплитуда пульсации на управляющих электродах усилительных элементов должна быть меньше наименьшей расчетной амплитуды сигнала на них. Так как сигнал на первом каскаде минимален, а на последнем — максимален, последний каскад усилителя допускает наибольшую амплитуду пульсации источника анодного (коллекторного) питания, а первый — наименьшую.

Для упрощения и удешевления сглаживающего фильтра выпрямитель, предназначенный для питания анодных или коллекторных цепей многокаскадного усилителя, делают с пульсацией, допустимой для питания последнего (оконечного) каскада усилителя; для того чтобы от этого выпрямителя можно было питать предыдущие каскады, развязывающие фильтры $C_{ф}R_{ф}$ в предыдущих каскадах берут с такими данными, чтобы они обеспечивали необходимое дополнительное сглаживание пульсаций выпрямителя.

Из сказанного выше следует, что допустимая амплитуда напряжения пульсации выпрямителя зависит от схемы и данных оконечного каскада. Обозначив через m допустимое отношение пульсации на нагрузке оконечного каскада

к наименьшему расчетному сигналу на ней же, получим следующие формулы для определения допустимой амплитуды напряжения пульсации $E_{пm}$ выпрямителя, питающего многокаскадный усилитель.

Для лампового усилителя с однотактным трансформаторным оконечным каскадом в режиме А с триодом

$$E_{пm} = \frac{mU_{am}(R_i + R_{a\sim})}{Д_c R_{a\sim}}, \qquad (9\text{-}30)$$

где U_{am} — максимальная расчетная амплитуда сигнала на аноде оконечной лампы;

R_i и $R_{a\sim}$ — ее внутреннее сопротивление в точке покоя и сопротивление нагрузки переменному току;

$Д_c$ — динамический диапазон сигнала, который для радиовещательной передачи можно считать равным 100 (40 *дб*).

Значение m в формуле (9-30), так же как и в дальнейших формулах, обычно берут в пределах от 0,2 до 1. Для звуковых усилителей среднего качества m можно считать равным 0,5.

Для лампового усилителя с однотактным трансформаторным оконечным каскадом в режиме А с экранированной лампой

$$E_{пm} = \frac{mU_{am}(R_i + R_{a\sim})}{Д_c R_{a\sim}};$$

$$E_{пm} = \frac{m\mu_{тр} U_{cm}\sqrt{1 + (6{,}28 f_п C_э R_э)^2}}{Д_c}, \qquad (9\text{-}31)$$

где $\mu_{тр}$ — статический коэффициент усиления лампы оконечного каскада в триодном соединении, который берут из справочника по лампам, табл. 7-1 или находят по указаниям на стр. 244—245;

U_{cm} — максимальная расчетная амплитуда сигнала на управляющей сетке лампы оконечного каскада;

$f_п$ — основная частота пульсаций, равная произведению числа фаз выпрямления на частоту питающей выпрямитель сети переменного тока;

$C_э$ и $R_э$ — емкость и сопротивление в цепи экранирующей сетки (если они отсутствуют и экранирующая сетка присоединена непосредственно к плюсу источника питания, то подкоренное выражение считают равным единице).

Найдя по двум формулам (9-31) два значения $E_{пm}$, первое из которых является допустимым для питания анодной цепи, а второе — для питания цепи экранирующей сетки, останавливаются на меньшем значении, допустимом для питания обеих цепей.

Для лампового усилителя с однотактным реостатным оконечным каскадом в режиме А с триодом

$$E_{пm} = \frac{mU_{am}(R + R_а)}{Д_с R_а}, \qquad (9\text{-}32)$$

где R — сопротивление параллельного соединения внутреннего сопротивления лампы оконечного каскада в точке покоя R_i и сопротивления нагрузки каскада $R_н$, если оно имеется.

Для лампового усилителя с однотактным реостатным оконечным каскадом в режиме А с экранированной лампой

$$E_{пm} = \frac{mU_{am}(R + R_а)}{Д_с R_а};$$

$$E_{пm} = \frac{m\mu_{тр} U_{cm}\sqrt{1 + (6{,}28 f_п C_э R_э)^2}}{Д_с}. \qquad (9\text{-}33)$$

Обозначения здесь те же, что и в предыдущих формулах. Найдя из формул (9-33) два значения $E_{пm}$, останавливаются на меньшем из них.

Для усилителей с двухтактным оконечным каскадом, работающим в режиме В, формулы (9-30)—(9-33) остаются справедливыми, так как в этом случае из-за поочередной работы плеч каскада компенсация фона не имеет места. Для усилителей с двухтактным оконечным каскадом, работающим в режиме А, найденные из выражений (9-30)—(9-33) значения $E_{пm}$ увеличивают в 3—5 раз.

Для транзисторных усилителей используют формулы (9-30) и (9-32), заменив в них U_{am} на $U_{кm}$, $R_а$ или $R_{а\sim}$ на $R_{к\sim}$ и R_i на выходное сопротивление транзистора $R_{вых}$ в примененном способе его включения в оконечном каскаде, определяемое по формулам (4-12), (4-15) или (4-17).

Если найденная из указанных выражений амплитуда напряжения пульсации превышает 2—3% напряжения выпрямителя, то расчетное напряжение выпрямителя следует увеличить на амплитуду напряжения пульсации, так как в противном случае при отрицательной полуволне пульсации оконечный каскад не сможет отдать расчетную мощность.

Амплитуду напряжения пульсации на выходе выпрямителя не следует допускать более 5—10% выпрямленного напряжения, даже если расчет ее допустимой величины по формулам (9-30)—(9-33) дает большее значение, так как в противном случае из-за нелинейности характеристик усилительных элементов может появиться заметная взаимная модуляция гармонических составляющих сложного периодического сигнала, увеличивающая вносимые оконечным каскадом нелинейные искажения.

Расчет цепочек $C_ф R_ф$ на сглаживание пульсаций

Для того чтобы от выпрямителя с пульсацией, допустимой для питания оконечного каскада усилителя, можно было питать и его предварительные каскады, имеющиеся в последних развязывающие фильтры $C_ф R_ф$ должны обеспечить коэффициенты сглаживания пульсаций $ф_с$ не ниже определяемых следующим выражением:

$$ф_с = \frac{\beta_м E_{пт} Д_с}{m U_{с\, m\, сл}}, \qquad (9\text{-}34)$$

где $E_{пт}$ — амплитуда напряжения пульсаций выпрямителя;

$\beta_м$ — коэффициент передачи напряжения схемы межкаскадной связи, значение которого берут из табл. 9-3;

$U_{с\, m\, сл}$ — максимальная амплитуда напряжения сигнала на управляющем электроде следующего каскада;

остальные обозначения те же, что и прежде.

При последовательном включении цепочек $C_ф R_ф$ необходимые коэффициенты сглаживания цепочки первого каскада $ф'_{с1}$, второго каскада $ф'_{с2}$ и т. д. определятся как отношение найденных из выражения (9-34) значений $ф_с$ для данного и следующего каскадов:

$$ф'_{с1} = \frac{ф_{с1}}{ф_{с2}}; \quad ф'_{с2} = \frac{ф_{с2}}{ф_{с3}} \text{ и т. д.} \qquad (9\text{-}35)$$

Для последней цепочки $C_ф R_ф$ значение $ф'_с$ равно $ф_с$, найденному из выражения (9-34) для предпоследнего каскада, так как в последнем каскаде цепочка $C_ф R_ф$ отсутствует.

Значения емкости конденсаторов $C_ф$, обеспечивающие необходимое дополнительное сглаживание пульсаций, определяются следующими выражениями:

$$C_{ф1} = \frac{0{,}159\sqrt{ф'^2_{с1} - 1}}{f_п R_{ф1}} \approx \frac{0{,}159 ф'_{с1}}{f_п R_{ф1}};$$

$$C_{ф2}=\frac{0,159\sqrt{ф_{c2}'^2-1}}{f_п R_{ф2}}\approx\frac{0,159ф_{c2}'}{f_п R_{ф2}}\ldots, \qquad (9\text{-}36)$$

где $f_п$ — основная частота пульсаций, равная произведению числа фаз (полупериодов) выпрямления на частоту сети переменного тока, питающей выпрямитель.

Для обычной двухполупериодной, а также мостовой двухполупериодной схемы выпрямления при частоте сети 50 *гц* $f_п=100$. Значения $R_{ф1}$, $R_{ф2}$ и т. д. в выражения (9-36) подставляют найденные ранее по формуле (9-21) при расчете цепочек $C_ф R_ф$ на развязывание каскадов.

При параллельном включении цепочек $C_ф R_ф$ в предварительных каскадах значения $C_ф$ рассчитывают также по формулам (9-36), но вместо $ф_c'$ в эти формулы подставляют значения $ф_c$, найденные из выражения (9-34).

Если в каскаде уже имеется цепочка $C_{ф.к}$ $R_{ф.к}$, корректирующая нижние частоты, и развязывающая цепочка $C_ф R_ф$, то необходимое значение емкости конденсатора $C_ф$ с точки зрения дополнительного сглаживания пульсаций определяют по выражению

$$C_ф=\frac{0,159\sqrt{ф_c'^2-1}}{R_ф\sqrt{1+(6,28 f_п C_{ф.к} R_{ф.к})^2}}, \qquad (9\text{-}37)$$

где $R_ф$ — сопротивление развязывающей цепочки, найденное по выражению (9-22).

Таким образом, цепочки $C_ф R_ф$ в предварительных каскадах многокаскадного усилителя должны обеспечивать как ослабление паразитной связи через источник питания до допустимой величины, так и необходимое дополнительное сглаживание пульсаций выпрямителя.

Пример 9-1. Рассчитаем основные данные выпрямителя и цепочек $C_ф R_ф$ для трехкаскадного лампового усилителя звуковых частот, схема которого приведена на рис. 9-16. Данные этого усилителя таковы: низшая рабочая частота $f_н=70$ *гц*; $R_{a1}=150$ *ком*; $R_{a2}=100$ *ком*; $R_{c2}=R_{c3}=330$ *ком*; внутренние сопротивления ламп первого, второго и третьего каскадов в точке покоя R_{i1}, R_{i2} и R_{i3} равны 80, 60 и 40 *ком*; анодные токи покоя ламп I_{a01}, I_{a02} и I_{a03} составляют 0,6; 1 и 40 *ма*; среднее значение анодного тока при максимальном сигнале у первых двух каскадов равно току покоя, а у третьего каскада возрастает до 44 *ма*; среднее значение тока экранирующей сетки оконечного каскада $I_{э.ср3}$ при максимальном сигнале составляет 5 *ма*; постоянная составляющая и амплитуда переменной составляющей напряжения на аноде оконечного каскада $U_{a0\,ок}$ и $U_{am\,ок}$ равны 250 и 200 *в*; омическое сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора $r_1=400$ *ом*; сопротивление нагрузки анодной цепи оконечного каскада переменному

току $R_{а \sim ок}=5\,700$ *ом*; амплитуда тока сигнала в ней $I_{am ок}=35$ *ма*, амплитуды напряжения сигнала на входе первого, второго и третьего каскадов U_{cm1}, U_{cm2} и U_{cm3} составляют $4 \cdot 10^{-3}$, 0,22 и 12 *в*; расчетный динамический диапазон сигнала $Д_с=100$; выходная емкость фильтра выпрямителя $C_в=20$ *мкф*; первый каскад усилителя рассчитывался на напряжение анодного питания 190 *в*, а второй — на напряжение питания 230 *в*; напряжение катодного смещения оконечного каскада $U_{c0ок}=13$ *в*; остальные данные указаны на рис. 9-16.

Найдем напряжение и ток, на которые должен быть рассчитан выпрямитель, питающий усилитель:

$$E_а = U_{а0\,ок} + I_{а.ср.ок}\, r_1 + U_{c0\,ок} = 250 + 44 \cdot 10^{-3} \cdot 400 + 13 \approx 280\,в;$$

$$I_а = I_{а.ср\,1} + I_{а.ср\,2} + I_{а.ср\,3} + I_{э.ср\,3} = 0{,}6 + 1 + 44 + 5 \approx 50\,ма.$$

Ток накала примененных в усилителе ламп 6Н2П и 6П1П составляет 0,345 и 0,45 *а*; их напряжение накала равно 6,3 *в*. При подключении нитей накала обеих ламп к одной обмотке накала на трансформаторе выпрямителя эту обмотку следует рассчитать на ток

$$I_н = I_{н1} + I_{н2} = 0{,}345 + 0{,}45 \approx 0{,}8\,а.$$

Напряжение на обмотке накала при нагрузке ее током 0,8 *а* должно быть 6,3 *в*. Так как усилитель имеет малое входное напряжение (минимальное расчетное напряжение входного сигнала равно $\frac{U_{см1}}{Д_с} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{100} = 4 \cdot 10^{-5}$ в$=40$ *мкв*, для снижения фона на выходе усилителя от питания нити накала первой лампы переменным током параллельно обмотке накала следует включить небольшое проволочное сопротивление (порядка 100 *ом*) с ползунком, соединяемым с общим проводом схемы. Подбором положения этого ползунка можно добиться минимума фона на выходе при данном экземпляре лампы 6Н2П. Еще лучше питать накал лампы 6Н2П постоянным током, предусмотрев для этого отдельную обмотку на трансформаторе выпрямителя, выпрямив ее напряжение двумя германиевыми диодами и сгладив его несложным фильтром.

Найдем величину сопротивлений $R_{ф1}$ и $R_{ф2}$ двух последовательно включенных развязывающих и сглаживающих фильтров. Так как напряжение выпрямителя равно 280 *в*, а расчет второго каскада производился для напряжения питания 230 *в*, падение напряжения на сопротивлении $R_{ф2}$ составляет 50 *в*. Ток, проходящий через сопротивление $R_{ф2}$, представляет собой сумму токов покоя первого и второго каскадов, а поэтому равен $0{,}6+1=1{,}6$ *ма*. Первый каскад рассчитывался для напряжения питания 190 *в*; следовательно, падение напряжения на сопротивлении $R_{ф1}$ составляет $230—190=40$ *в*. Ток, проходящий через сопротивление $R_{ф1}$, равен 0,6 *ма*. Отсюда

$$R_{ф2} = \frac{50}{1{,}6 \cdot 10^{-3}} = 31\,200\,ом; \quad R_{ф1} = \frac{40}{0{,}6 \cdot 10^{-3}} = 66\,700\,ом;$$

берем для $R_{ф1}$ и $R_{ф2}$ ближайшие стандартные непроволочные сопротивления 30 и 68 *ком*.

Коэффициенты передачи цепи межкаскадной связи для первого и второго каскадов найдем, воспользовавшись табл. 9-3, откуда получим:

$$\beta_{м1} = \frac{R_1}{R_1 + R_{a1}} = \frac{64,4}{64,4 + 150} = 0,3,$$

где

$$R_1 = \frac{R_{i1} R_{c2}}{R_{i1} + R_{c2}} = \frac{80 \cdot 330}{80 + 330} = 64,4 \textit{ ком};$$

$$\beta_{м2} = \frac{R_2}{R_2 + R_{a2}} = \frac{50,8}{50,8 + 100} = 0,337,$$

где

$$R_2 = \frac{R_{i2} R_{c3}}{R_{i2} + R_{c3}} = \frac{60 \cdot 330}{60 + 330} = 50,8 \textit{ ком}.$$

Задавшись коэффициентом дополнительных частотных искажений $M_{н\,д} = 1,02$ на низшей рабочей частоте, по формуле (9-18) определим необходимые значения коэффициентов развязывания для первого и второго каскадов:

$$\phi_{р1} = \frac{0,159 \beta_{м1} I_{am\,ок}}{f_н C_в U_{cm2} (M_{н.д} - 1)} = \frac{0,159 \cdot 0,3 \cdot 35 \cdot 10^{-3}}{70 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,22 (1,02 - 1)} = 271;$$

$$\phi_{р2} = \frac{0,159 \beta_{м2} I_{am\,ок}}{f_н C_в U_{cm3} (M_{н.д} - 1)} = \frac{0,159 \cdot 0,337 \cdot 35 \cdot 10^{-3}}{70 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 12 (1,02 - 1)} = 5,58,$$

откуда

$$\phi'_{р1} = \frac{\phi_{р1}}{\phi_{р2}} = \frac{271}{5,58} = 48,5; \quad \phi'_{р2} = \phi_{р2} = 5,58.$$

Удовлетворяющие заданной величине дополнительных частотных искажений емкости конденсаторов $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$ составят:

$$C_{ф1} = \frac{0,159 \sqrt{\phi'^2_{р1} - 1}}{f_н R_{ф1}} = \frac{0,159 \sqrt{48,5^2 - 1}}{70 \cdot 68 \cdot 10^3} =$$

$$= 1,62 \cdot 10^{-6} \textit{ ф} = 1,62 \textit{ мкф};$$

$$C_{ф2} = \frac{0,159 \sqrt{\phi'^2_{р2} - 1}}{f_н R_{ф2}} = \frac{0,159 \sqrt{5,58^2 - 1}}{70 \cdot 30 \cdot 10^3} =$$

$$= 4,17 \cdot 10^{-7} \textit{ ф} = 0,417 \textit{ мкф}.$$

Найдем допустимую амплитуду напряжения пульсации выпрямителя, зная, что в цепи экранирующей сетки лампы оконечного каскада включено гасящее сопротивление $R_{э3} = 3,3$ *ком* и блокировочный конденсатор $C_{э3}$ емкостью 2 *мкф*, найденный по допустимым дополнительным частотным искажениям от цепочки $C_{э3} R_{э3}$, и взяв из табл. 7-1 значение $\mu_{тр} = 8,5$ для лампы оконечного каскада 6П1П Значение коэффици-

ента m согласно указаниям на стр. 335 берем равным 0,5; схему выпрямителя выбираем двухполупериодную, и так как частота сети, питающей выпрямитель, равна 50 *гц*, основная частота пульсации $f_п$ составит 100 *гц*:

$$E_{пm} \frac{mU_{am\,ок}(R_{iок}+R_{a\sim ок})}{D_c R_{a\sim ок}} = \frac{0{,}5\cdot 200(40\,000+5\,700)}{100\cdot 5\,700} = 8\ в;$$

$$E_{пm} \frac{m\mu_{тр}U_{cm3}\sqrt{1+(6{,}28f_п C_{э3}R_{э3})^2}}{D_c} =$$

$$= \frac{0{,}5\cdot 8{,}5\cdot 12\sqrt{1+(6{,}28\cdot 100\cdot 2\cdot 10^{-6}\cdot 3\,300)^2}}{100} = 2{,}17\ в.$$

Таким образом, допустимое для питания цепи экранирующей сетки напряжение пульсации (2,17 *в*) получилось много меньше напряжения пульсации, допустимого для питания анодной цепи (8 *в*). Чтобы упростить и удешевить сглаживающий фильтр выпрямителя, увеличим емкость конденсатора $C_{э3}$ до 5 *мкф*; тогда, пересчитав значение $E_{пm}$ по последней формуле, найдем, что оно составит 5,3 *в*. На такое напряжение пульсации, равное примерно 1,9% выпрямленного напряжения, и должен быть рассчитан выпрямитель.

Необходимые коэффициенты дополнительного сглаживания пульсаций для первого и второго каскадов при этом составят:

$$\varphi_{c1} = \frac{\beta_{м1}E_{пm}D_c}{mU_{cm2}} = \frac{0{,}3\cdot 5{,}3\cdot 100}{0{,}5\cdot 0{,}22} = 1\,445;$$

$$\varphi_{c2} = \frac{\beta_{м2}E_{пm}Д_c}{mU_{cm3}} = \frac{0{,}337\cdot 5{,}3\cdot 100}{0{,}5\cdot 12} = 29{,}8,$$

откуда коэффициенты сглаживания первой и второй цепочек должны быть:

$$\varphi'_{c1} = \frac{\varphi_{c1}}{\varphi_{c2}} = \frac{1\,445}{29{,}8} = 48{,}5;\quad \varphi'_{c2} = \varphi_{c2} = 29{,}8.$$

Отсюда удовлетворяющие необходимому дополнительному сглаживанию пульсаций значения емкости конденсаторов $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$ получатся:

$$C_{ф1} = \frac{0{,}159\sqrt{\varphi'^2_{c1}-1}}{f_п R_{ф1}} = \frac{0{,}159\sqrt{48{,}5^2-1}}{100\cdot 68\cdot 10^3} =$$

$$= 1{,}13\cdot 10^{-6}\ ф = 1{,}13\ мкф;$$

$$C_{ф2} = \frac{0{,}159\sqrt{\varphi'^2_{c2}-1}}{f_п R_{ф2}} = \frac{0{,}159\sqrt{29{,}8^2-1}}{100\cdot 30\cdot 10^3} = 1{,}58\cdot 10^{-6}ф = 1{,}58\ мкф.$$

Возьмем конденсатор $C_{ф2}$ емкостью 2 *мкф*; тогда значение $C_{ф1}$ можно будет уменьшить до $1{,}13 \cdot \frac{1{,}58}{2} = 0{,}89$ *мкф*. Взяв $C_{ф1} = 1$ *мкф*, нетрудно убедиться, что при $C_{ф2} = 2$ *мкф* такое значение $C_{ф1}$ удовлетворяет и заданным дополнительным частотным искажениям; оба конденсатора берем на рабочее напряжение не ниже 280 *в*.

9-6. ПРОТИВОШУМОВАЯ КОРРЕКЦИЯ

В широкополосной аппаратуре при широкой полосе усиливаемых частот и большом коэффициенте усиления усилителя шумы его входной цепи и шумы первого усилительного элемента оказываются настолько высокими, что динамический диапазон усилителя сокращается до 10—20 *дб*, что обычно является недостаточным для нормальной работы аппаратуры.

В тех случаях, когда источник сигнала имеет очень высокое внутреннее сопротивление, как, например, в передающей телевизионной апаратуре, где источником сигнала являются электронно-оптические преобразователи, имеющие выходное сопротивление порядка мегома, можно увеличить динамический диапазон усилителя, а следовательно, повысить отношение сигнала к шуму на его выходе применением особых схем, называемых **схемами противошумовой коррекции**.

Принцип противошумовой коррекции заключается в том, что сопротивление нагрузки источника сигнала, определяющееся сопротивлением входной цепи усилителя, выбирают не из расчета получения горизонтальной частотной характеристики входного устройства в рабочей полосе частот (в этом случае сопротивление нагрузки оказывается небольшим — порядка сотен или тысяч ом), а берут во много раз больше (от десятков тысяч до сотен тысяч ом). При таком увеличении сопротивления нагрузки напряжение сигнала на входе усилителя в области нижних и средних частот возрастает почти во столько же раз, во сколько увеличено сопротивление нагрузки, что во много раз повышает отношение входного сигнала к шумам первого усилительного элемента. Напряжение тепловых шумов входной цепи при этом увеличивается не сильно, так как оно пропорционально квадратному корню из активной составляющей сопротивления цепи.

Приближенно можно считать, что выигрыш в отношении сигнала к шуму равен квадратному корню из отношения сопротивлений входной цепи; так, например, увеличе-

ние сопротивления входной цепи в 100 раз повышает отношение сигнала к шуму усилителя в $\sqrt{100}=10$ раз.

Однако при высоком сопротивлении входной цепи ее частотная характеристика из-за влияния входной емкости усилителя оказывается монотонно падающей, начиная с частот порядка единиц или десятков килогерц, и для получения горизонтальной частотной характеристики устройства один или несколько каскадов усилителя делают с очень большим и плавным подъемом характеристики при повышении частоты.

При правильном выборе свойств корректирующего каскада (или каскадов) частотная характеристика устройства

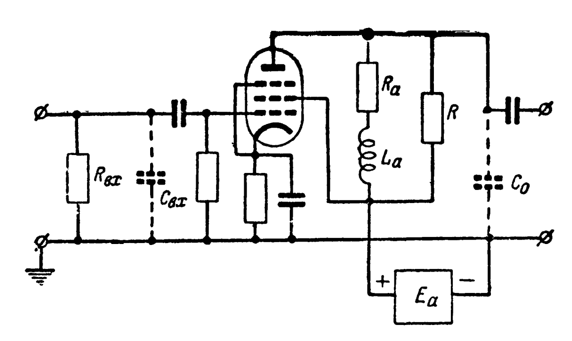


Рис. 9-6. Схема противошумовой коррекции индуктивностью $L_а$ в цепи анода.

оказывается горизонтальной до частот порядка единиц мегагерц и выше, а динамический диапазон усилителя увеличивается в 10 раз и более.

Одна из простейших схем противошумовой коррекции изображена на рис. 9-6. Здесь корректирование падающей частотной характеристики входного устройства осуществляется каскадом, в анодную цепь которого включен дроссель $L_а$ последовательно с небольшим активным сопротивлением R_a; сопротивление R шунтирует резонансный контур, образуемый индуктивностью и нагружающей каскад емкостью C_0, устраняя дополнительный подъем характеристики от влияния этого резонанса на верхних частотах.

Расчет элементов схемы на рис. 9-6 для усилителя гармонических сигналов по заданной частотной характеристике производят следующим образом. Взяв сопротивление нагрузки источника сигнала, практически равное сопротивлению входной цепи усилителя $R_{вх}$, в 100—150 раз больше

получающегося из условия горизонтальной частотной характеристики входной цепи без высокочастотной коррекции, находят $R_а$, R и $L_а$:

$$R_а = \frac{0{,}0254\sqrt{M_в^2 - 1}}{R_{вх}C_{вх}C_0 f_в^2}; \quad R = R_а\sqrt{\frac{R_{вх}C_{вх}}{2R_аC_0}};$$

$$L_а = R_а R_{вх} C_{вх}, \qquad (9\text{-}38)$$

где $M_в$ — коэффициент частотных искажений каскада вместе с корректируемой им входной цепью на высшей рабочей частоте $f_в$;

$C_{вх}$ — полная входная емкость усилителя, равная сумме выходной емкости источника сигнала, емкости монтажа входной цепи и динамической входной емкости первой лампы усилителя;

C_0 — емкость, нагружающая анодную цепь корректирующего каскада и определяемая выражением (5-1).

Коэффициент частотных искажений такой схемы противошумовой коррекции в области верхних частот находят по формуле

$$M = \sqrt{1 + (39{,}5 R_{вх}C_{вх}R_аC_0 f_в^2)^2}, \qquad (9\text{-}39)$$

которая и используется для построения частотной характеристики схемы на верхних частотах; расчет частотной характеристики на нижних частотах производят обычным образом.

Пример 9-2. Пусть усилитель, работающий от высокоомного источника сигнала, имеет $C_{вх} = 30$ *пф*, $C_0 = 18$ *пф* и $f_в = 5$ *Мгц*, то для получения частотных искажений входной цепи без коррекции на высшей рабочей частоте 2 *дб* ($M_в = 1{,}26$) необходимо взять сопротивление нагрузки источника сигнала $R_{вх}$ порядка 800 *ом*, что нетрудно найти по формуле (5-10), считая в ней $R_{э\,в} = R_{вх}$. Задавшись при использовании противошумовой коррекции сопротивлением нагрузки источника сигнала в 100 раз выше, т. е 80 *ком*, по формулам (9-38) найдем, что при тех же частотных искажениях входной цепи и коректирующего каскада в 2 *дб* $R_а$, R и $L_а$ должны быть:

$$R_а = \frac{0{,}0254\sqrt{1{,}26^2 - 1}}{80\cdot 10^3\cdot 30\cdot 10^{-12}\cdot 18\cdot 10^{-12}(5\cdot 10^6)^2} = 18 \text{ ом};$$

$$R = 18\sqrt{\frac{80\cdot 10^3\cdot 30\cdot 10^{-12}}{2\cdot 18\cdot 18\cdot 10^{-12}}} = 1\,100 \text{ ом};$$

$$L_а = 18\cdot 80\cdot 10^3\cdot 30\cdot 10^{-12} = 43\cdot 10^{-6} \text{ гн}.$$

При лампе корректирующего каскада с крутизной характеристики в точке покоя даже 17,5 *ма/в* коэффициент усиления этого каскада на низких частотах составит всего лишь

$$K = SR_а = 17{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 18 = 0{,}3.$$

т. е. будет значительно меньше единицы.

Схему противошумовой коррекции, изображенную на рис. 9-6, можно рассчитать и для усилителя импульсных сигналов по заданному времени установления и допустимой величине выброса. В этом случае, как и при расчете схемы для усилителя гармонических сигналов, сопротивление нагрузки источника сигнала берут в 100—150 раз выше величины, при которой время установления входной цепи без высокочастотной коррекции равно заданному значению, после чего рассчитывают данные корректирующего каскада. Расчет в этом случае оказывается довольно сложным; его методика излагается в специальной литературе [1].

Кроме схемы противошумовой коррекции с индуктивностью, нередко применяется потенциометрическая схема противошумовой коррекции, в которой подъем частотной характеристики при повышении частоты осуществляется в корректирующем каскаде при помощи делителя напряжения из двух активных сопротивлений, шунтированных емкостями [2]. Эта схема дает примерно те же результаты, что и схема на рис. 9-6.

В широкополосных усилителях с малой амплитудой входного сигнала в первом каскаде нередко применяют триод или экранированную лампу в триодном включении для снижения собственных шумов первой лампы усилителя. Элементы противошумовой коррекции обычно вводят в анодную цепь не первого, а второго или третьего каскада усилителя, так как корректирующий каскад может сильно ослаблять сигнал в области низких частот (см. пример расчета на стр. 344—345) и собственные шумы каскада, следующего за корректирующим, при малом уровне сигнала на его входе могут заметно снизить получаемый выигрыш в отношении сигнала к собственным шумам усилителя. Поэтому схема на рис. 9-6 является условной, так как в действительности корректирующие элементы вводят в анодную цепь не первого каскада, а одного из последую-

---

[1] См. книгу О. Б. Лурье «Усилители видеочастоты», стр. 199—201, «Советское радио», 1955.

[2] То же, стр. 201—205.

щих, а лампа первого каскада может быть включена триодом.

В тех случаях, когда выигрыш, даваемый указанными выше схемами простой противошумовой коррекции, оказывается недостаточным, используют схемы сложной противошумовой коррекции, дающие большее увеличение динамического диапазона усилителя. Описание таких схем можно найти в специальной литературе[1].

9-7. РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ И ТЕМБРА

Назначение и способы регулировки усиления

В современных усилителях почти всегда применяется регулировка усиления, используемая: 1) для поддержания коэффициента усиления усилителя неизменным при старении или замене усилительных элементов и при колебаниях напряжения источников питания; 2) для изменения выходного напряжения усилителя; 3) для предохранения последних каскадов усилителя от перегрузки при сильном возрастании входного сигнала; 4) для перехода в измерительных приборах от одного диапазона измеряемых величин к другому и т. п.

Регулировка усиления может производиться плавно или скачкообразно. В первом случае ее называют плавной, во втором — ступенчатой. Ступенчатая регулировка конструктивно сложнее, так как требует применения специального переключателя; поэтому ее применяют лишь в особых случаях, когда плавная регулировка почему-либо не может быть использована (например, когда механическая надежность плавной регулировки недостаточна, когда необходимо изменять коэффициент усиления скачками в определенное количество раз и т. п.).

Отношение коэффициентов усиления усилителя в двух крайних положениях регулятора усиления называют **глубиной регулировки** и обычно выражают в децибелах. В усилителях звуковых частот для регулирования громкости звука обычно требуется глубина регулировки не ниже 30—40 *дб*; для поддержания коэффициента усиления при колебаниях напряжения питания, замене и старении усилительных элементов достаточна глубина регулировки 10—15 *дб*. В измерительных приборах (ламповых

---

[1] См. книгу О. Б. Лурье «Усилители видеочастоты», стр. 209—215, «Советское радио», 1955.

вольтметрах, электронных осциллоскопах и т. д.) необходимая глубина регулировки усиления иногда достигает 100 *дб* и больше.

Для предотвращения перегрузки усилительных элементов регулировку усиления обычно помещают во входной цепи или в первых каскадах усилителя. Основным, наиболее часто применяемым способом регулировки усиления является регулировка при помощи делителя напряжения (потенциометра) в цепи сигнала; такую регулировку называют потенциометрической. Кроме нее иногда применяют регулировку усиления изменением режима работы усилительного элемента и регулировку усиления обратной связью.

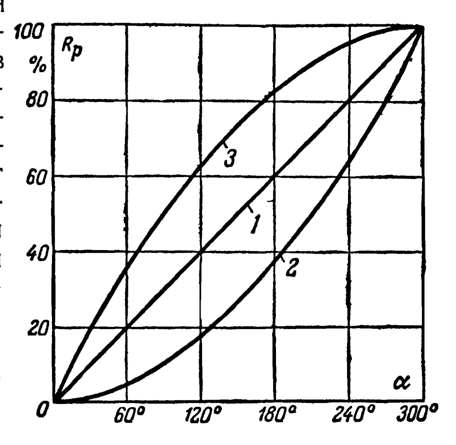


Рис. 9-7. Зависимость сопротивления (в процентах от полного) от угла поворота рукоятки.

1 — для линейного переменного сопротивления (тип А); *2* — для переменного сопротивления с показательным законом изменения (тип В); *3* — для переменного сопротивления с логарифмическим законом изменения (тип Б).

Для потенциометрической регулировки усиления можно использовать шунт на вторичной обмотке входного трансформатора, сопротивление нагрузки источника сигнала, сопротивление в цепи сетки лампового усилительного каскада и т. п. В качестве регулятора при плавной потенциометрической регулировке усиления применяют специальные переменные непроволочные сопротивления с ползунком, передвигающимся по поверхности сопротивления при вращении рукоятки регулятора. При небольшой глубине регулировки (до 10—15 *дб*) в качестве регуляторов используют непроволочные переменные сопротивления с линейной зависимостью введенного в цепь сопротивления от угла поворота рукоятки (переменные сопротивления типа А (рис. 9-7). При большой глубине регулировки (до 40—50 *дб*) в качестве регуляторов усиления следует применять непроволочные переменные сопротивления с показательным законом изменения сопротивления от угла поворота рукоятки (переменные сопротивления типа В). При глу-

бине регулировки выше 50 *дб* обычные переменные сопротивления типа В оказываются малопригодными, и в этом случае приходится или использовать сдвоенные и включенные последовательно сопротивления типа В, или применять ступенчатую потенциометрическую регулировку.

Достоинствами потенциометрической регулировки являются ее простота и возможность глубокого регулирования усиления. К ее недостаткам относятся изменение частотной, фазовой и переходной характеристик при изменении положения регулятора и появление на выходе усилителя дополнительных шумов при вращении рукоятки регулятора. Эти шумы резко возрастают, если через сопротивление регулятора проходит постоянная составляющая тока, питающего усилительный элемент.

Плавная потенциометрическая регулировка широко применяется в усилителях звуковых частот и других усилителях с высшей рабочей частотой не выше нескольких десятков килогерц, так как при этом изменение характеристик усилителя незначительно. В широкополосных усилителях ее удается применить лишь в том случае, если сопротивление регулятора является нагрузкой катодного повторителя, так как при этом сопротивление регулятора можно сделать достаточно малым и он не будет вносить больших частотных и переходных искажений. Из-за вносимых потенциометрической регулировкой шумов ее не следует вводить в цепях с минимальным напряжением сигнала ниже сотен микровольт.

Схемы и расчет регуляторов усиления

Из эквивалентной схемы потенциометрического регулятора усиления, изображенной на рис. 9-8, видно, что при изменении положения рукоятки регулятора частотные искажения на верхних частотах, а следовательно, и время установления схемы будут изменяться. Частотные искажения на верхней рабочей частоте $M_{в.р}$, вносимые регулятором, и его время установления $t_{у.р}$ достигают наибольшего значения в том положении регулятора, где его выходное сопротивление максимально; при этом они достигают величины

$$M_{в.р} = \sqrt{1 + [1{,}57 f_в C_р (R_и + R_р)]^2};$$

$$t_{у.р} = 0{,}55 C_р (R_и + R_р), \qquad (9\text{-}40)$$

где $C_р$ — емкость, нагружающая регулятор и равная сумме входной динамической емкости $C_{вх.д}$ усилительного элемента, на который работает регулятор, и емкости монтажа $C_м$;

$R_и$ — внутреннее сопротивление источника сигнала, от которого работает регулятор;

$R_р$ — полное сопротивление регулятора.

При подаче на регулятор напряжения сигнала от предварительного каскада $R_и$ считают равным выходному сопротивлению этого каскада. Решив выражения (9-40) от-

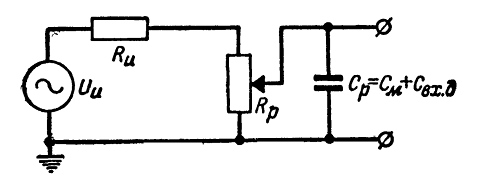


Рис. 9-8. Эквивалентная схема плавного потенциометрического регулятора усиления.

носительно $R_р$, получим формулы, позволяющие рассчитать максимально допустимое полное сопротивление регулятора по заданным значениям $M_{в.р}$ или $t_{у.р}$:

$$R_р \leqslant \frac{0,637\sqrt{M_{вр}^2 - 1}}{f_в C_р} - R_и = \frac{1,8 t_{у.р}}{C_р} - R_и. \qquad (9\text{-}41)$$

Частотные искажения $M_{в.р}$, вносимые регулятором усиления на высшей рабочей частоте, а также вносимое им время установления $t_{у.р}$ берут порядка 0,15—0,25 от частотных искажений на высшей частоте или времени установления всего усилителя. Ввиду того что вносимые регулятором искажения и время установления невелики по сравнению с искажениями и временем установления усилителя и падают практически до нуля в положении минимального усиления, искажения и время установления регулятора не учитывают при построении частотной характеристики усилителя и при определении его времени установления.

Пример 9-3. Рассчитаем максимально допустимое сопротивление регулятора для усилителя с данными примера 9-1, принципиальная схема которого приведена на рис. 9-16. Пусть емкость экранированного проводника длиной 15 *см*, соединяющего ползунок регулятора с сеткой триода $Л_2$, равна 18 *пф* (120 *пф* на 1 *м*); добавив 5 *пф* на емкость се-

точного лепестка ламповой панельки и емкость вывода регулятора, получим емкость монтажа $C_м = 23$ *пф*.

Динамическая входная емкость триода 6Н2П при $C_{с.к} = 2{,}25$ *пф*, $C_{с.а} = 0{,}7$ *пф* и коэффициенте усиления каскада на средних частотах $K_{ср} = 55$ составит:

$$C_{вх.д} = C_{с.к} + C_{с.а}(1 + K_{ср}) = 2{,}25 + 0{,}7(1 + 55) \approx 42 \text{ пф},$$

откуда нагружающая регулятор емкость $C_р = 42 + 23 = 65$ *пф*.

Сопротивлением источника сигнала $R_и$ для регулятора в данном случае является выходное сопротивление первого каскада:

$$R_и = R_{вых1} = \frac{R_{i1} R_{а1}}{R_{i1} + R_{а1}} = \frac{80 \cdot 150}{80 + 150} = 52{,}1 \text{ ком}.$$

Предположим, что заданные на усилитель частотные искажения $M_в$ на высшей рабочей частоте $f_в = 7\,000$ *гц* равны 2 *дб*; тогда, полагая максимальные частотные искажения регулятора равными 0,2 от искажений усилителя, т. е. 0,4 *дб*, переведем эти искажения в относительные единицы, что даст $M_{в.р} = 1{,}048$. Тогда максимально допустимое сопротивление регулятора

$$R_р \leqslant \frac{0{,}637\sqrt{M_{в.р}^2 - 1}}{f_в C_р} - R_и = \frac{0{,}637\sqrt{1{,}048^2 - 1}}{7\,000 \cdot 65 \cdot 10^{-12}} -$$

$$- 52{,}1 \cdot 10^3 \approx 383 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Следовательно, сопротивление регулятора в схеме на рис. 9-16, равное 330 *ком* (см. стр. 338), выбрано правильно.

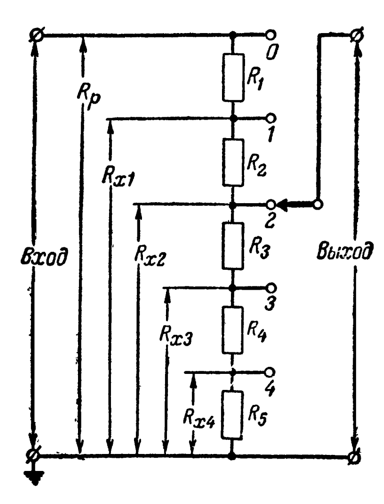


Рис. 9-9. Ступенчатый потенциометрический регулятор усиления (к примеру 9-4).

Когда усиление усилителя нужно менять скачками в определенное число раз, применяют ступенчатую потенциометрическую регулировку усиления. Изменение усиления при переходе от одной ступени к другой, выраженное в децибелах, в измерительной аппаратуре берут равным 1, 2, 6, 10 или 20 *дб* (1,12; 1,26; 2; 3,16; 10 раз). При использовании ступенчатой регулировки в высококачественной звуковой аппаратуре изменение усиления на ступень берут таким, чтобы оно не ощущалось на слух (1—2 *дб*).

При работе на цепь с сопротивлением, во много раз

превышающим сопротивление регулятора $R_р$, сопротивления R_{x1}, R_{x2}, R_{x3} и т. д., с которых снимается выходное напряжение (рис. 9-9), определяются выражениями:

$$R_{x1} = \frac{R_р}{10^{\frac{b_1}{20}}};\ R_{x2} = \frac{R_р}{10^{\frac{b_2}{20}}};\ R_{x3} = \frac{R_р}{10^{\frac{b_3}{20}}} \text{ и т. д.,} \quad (9\text{-}42)$$

где b_1, b_2, b_3 и т. д. — вносимое регулятором ослабление на первой, второй, третьей и т. д. ступенях, в *дб*.

Максимально допустимое сопротивление регулятора $R_р$, как и при плавной потенциометрической регулировке, определяется выражением (9-41).

Пример 9-4. Рассчитаем сопротивления ступеней ступенчатого потенциометрического регулятора, если известно, что его полное сопротивление $R_р = 100$ *ком* и регулятор должен иметь четыре ступени с ослаблением усиления на 10, 20, 30 и 40 *дб*.

Подставив в выражения (9-42) значения $b_1=10$, $b_2=20$, $b_3=30$ и $b_4=40$, найдем: $R_{x1}=31{,}6$ *ком*, $R_{x2}=10$ *ком*, $R_{x3}=3{,}16$ *ком* и $R_{x4}=1$ *ком*. Отсюда сопротивления R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 (рис. 9-9) должны быть: $R_5=R_{x4}=1$ *ком*; $R_4=R_{x3}-R_{x4}=2{,}16$ *ком*; $R_3=R_{x2}-R_{x3}=6{,}84$ *ком*; $R_2=R_{x1}-R_{x2}=21{,}6$ *ком*; $R_1=R_р-R_{x1}=68{,}4$ *ком*.

Ступенчатую потенциометрическую регулировку усиления можно сделать частотно-независимой, т. е. не вносящей частотных искажений, до частот в десятки мегагерц и выше. Для этого на каждую ступень деления ставят отдельный делитель из сопротивлений R и R_x, в сумме равных $R_р$, и параллельно этим сопротивлениям подключают конденсаторы C и C_x (рис. 9-10), удовлетворяющие условию:

$$CR = C_x R_x. \quad (9\text{-}43)$$

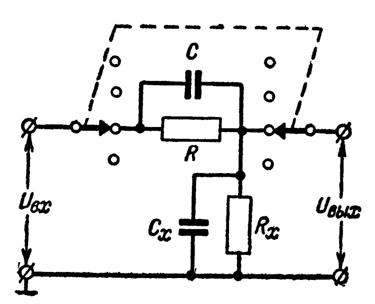


Рис. 9-10. Ступенчатый частотно-компенсированный регулятор усиления.

Регулировка усиления такого типа, называемая частотно-компенсированной, применяется в широкополосной измерительной аппаратуре (ламповых вольтметрах, электронных осциллоскопах и т. п.). Сопротивление регулятора $R_р$ здесь определяется его необходимым входным сопротивлением, а сопротивления R_{x1}, R_{x2} и т. д. рассчитывают по формулам (9-42). В качестве C для обеспечения возмож-

ности выравнивания частотной характеристики каждой ступени делителя применяют подстроечные конденсаторы небольшой емкости, оси которых после выравнивания характеристики делителя застопоривают (закрепляют). Необходимую емкость подстроечных конденсаторов $C_п$ ступеней делителя на основании формулы (9-43) находят из соотношений:

$$C_{п1}=\frac{C_р R_{x1}}{R_1}-C_{м.п};\ C_{п2}=\frac{C_р R_{x2}}{R_2}-C_{м.п}\ \text{и т. д.,} \quad (9\text{-}44)$$

так как емкость C_x, подключаемая к сопротивлениям R_x регулятора, постоянна и равна нагружающей регулятор емкости $C_р$; $C_{м.п}$ здесь представляет собой емкость монтажа подстроечного конденсатора и верхнего сопротивления делителя R. Если у какой-либо ступени значение $C_п$, найденное из выражения (9-44), получается меньше 3 *пф* или отрицательным, то берут для этой ступени значение $C_п=$ $=3$ *пф* и подключают параллельно сопротивлению R_x данной ступени дополнительную емкость $C_д$, определяемую следующим выражением:

$$C_д=\frac{(C_п+C_{м.п})R}{R_x}-C_р. \quad (9\text{-}45)$$

Пример 9-5. Рассчитаем частотно-компенсированный регулятор усиления к широкополосному электронному осциллоскопу, принципиальная схема усилителя которого дана на рис. 9-18. Регулятор должен иметь входное сопротивление $R_р=500$ *ком* и три ступени деления — в 10, 100 и 1 000 раз (20, 40, 60 *дб*). Нагружающая регулятор емкость $C_р=$ $=12$ *пф*, емкость монтажа подстроечных конденсаторов и верхних сопротивлений делителя $C_{м.п}$. примем равной 2 *пф*.

Рассчитав по формуле (9-42) нижние сопротивления регулятора $R_{x1}=50$ *ком*, $R_{x2}=5$ *ком* и $R_{x3}=0{,}5$ *ком*, находим значения верхних сопротивлений ступеней $R_1=R_р-R_{x1}=450$ *ком*, $R_2=R_р-R_{x2}=495$ *ком* и $R_3=R_р-R_{x3}=499{,}5\approx500$ *ком*. Рассчитав по формулам (9-44) значения $C_п$ и убедившись, что все они отрицательны, берем все три подстрочных конденсатора со средней емкостью около 3 *пф* ($C_{мин}=2$ *пф*, $C_{макс}=$ $=5$ *пф*) и находим по формуле (9-45) емкость дополнительных конденсаторов, которые следует подключить к нижним сопротивлениям ступеней делителя:

$$C_{д1}=\frac{(C_п+C_{м.п})R_1}{R_{x1}}-C_р=\frac{(3+2)\,450}{50}-12=33\ пф;$$

$$C_{д1}=\frac{(C_п+C_{м.п})R_2}{R_{x2}}-C_р=\frac{(3+3)\,495}{5}-12=483\ пф.$$

рассчитанная таким же образом емкость конденсатора $C_{дз} \approx 5\,000$ *пф*. Регулировку подстроечных конденсаторов до получения на каждой из ступеней линейной частотной характеристики производят после сборки регулятора и установки его на место.

Для плавного регулирования усиления в небольших пределах (до 20 *дб*) можно использовать изменение положения точки покоя усилительного элемента (изменение режима) или плавно регулируемую отрицательную обратную связь.

Регулировка усиления изменением режима хорошо действует лишь в каскадах с экранированными лампами, так как в каскадах с трехэлектродными лампами усиление слабее зависит от положения точки покоя. В транзисторных каскадах такая регулировка не всегда может быть использована из-за широкого применения в таких каскадах схем стабилизации режима. Достоинствами регулировки изменением режима являются отсутствие влияния положения регулятора на характеристики усилителя на верхних частотах и возможность дистанционного управления усилением, так как на проводах, идущих к регулятору, напряжение сигнала отсутствует. Вследствие этих свойств регулировка изменением режима находит применение в широкополосных усилителях. Однако при большой амплитуде сигнала на входе каскада такая регулировка увеличивает коэффициент гармоник усилителя из-за смещения точки покоя в криволинейную область характеристики усилительного элемента; поэтому ее применяют лишь в первых каскадах усилителя, где амплитуда сигнала невелика.

Регулировку усиления изменением режима в каскаде с экранированной лампой можно осуществить как изменением гасящего сопротивления в цепи экранирующей сетки, так и изменением сопротивления катодного смещения (рис. 9-11). При увеличении гасящего сопротивления в цепи экранирующей сетки напряжение на последней уменьшается, анодный ток лампы и крутизна ее характеристики в точке покоя падают и усиление каскада, пропорциональное крутизне характеристики лампы, уменьшается. Аналогично действует и увеличение сопротивления катодного смещения.

Сопротивление регулятора $R_р$ в зависимости от требуемой глубины регулировки берут в 10—100 раз больше сопротивления $R_э$ или $R_к$, последовательно с которым оно включается (рис. 9-11); чем больше требуется глубина регулировки, тем большей величины берут $R_р$.

Если при вращении рукоятки регулятора по часовой стрелке усиление должно расти, то для $R_р$ берут переменное сопротивление с логарифмическим законом изменения (тип Б) и включают его так, чтобы при вращении рукоятки по часовой стрелке введенное в схему сопротивление уменьшалось. Если же при вращении регулятора по часовой стрелке усиление должно падать, то для $R_р$ берут сопротивление с показательным законом изменения (тип В), включив его так, чтобы при вращении регулятора по часовой стрелке введенное в цепь сопротивление возрастало.

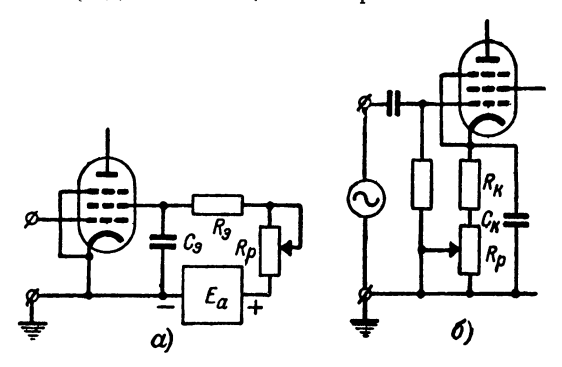


Рис. 9-11. Регулировка усиления изменением режима.

а — изменением положительного напряжения на экранирующей сетке; *б* — изменением отрицательного смещения на управляющей сетке.

В обоих случаях для $R_р$ можно использовать линейное сопротивление (тип А), но при этом регулировка будет менее плавной.

Регулировка усиления обратной связью хорошо действует при любом усилительном элементе (триоде, экранированной лампе, транзисторе). В ламповом каскаде простейшим видом регулировки обратной связью является введение нешунтированного емкостью переменного сопротивления в цепь катода (рис. 9-12,*а*); при увеличении этого сопротивления возрастает напряжение отрицательной обратной связи, вводимое во входную цепь каскада, и его усиление падает. Для того чтобы при вращении регулятора не изменялся режим работы лампы, напряжение отрицательного смещения здесь снимают только с сопротивления катодного смещения $R_к$, шунтированного, как обычно, конденсатором $C_к$ большой емкости.

В транзисторном каскаде регулировку обратной связью можно осуществить как изменением сопротивления переменному току в цепи эмиттера (рис. 9-12,*б*), так и изменением сопротивления переменному току между коллектором и базой (рис. 9-12,*в*). Первый способ изменяет коэффициент усиления напряжения каскада и может применяться при сопротивлении источника сигнала, меньшем входного сопротивления транзистора в схеме. Второй способ изме-

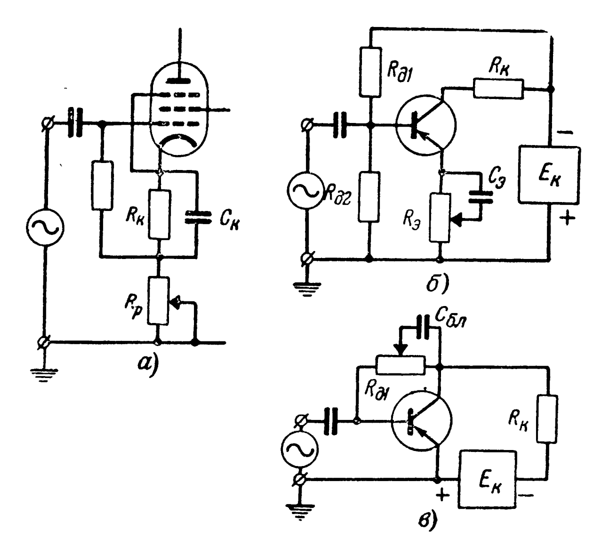


Рис. 9-12. Регулировка усиления обратной связью.
а — в ламповом каскаде; *б* — в транзисторном каскаде с эмиттерной стабилизацией; *в* — в транзисторном каскаде с коллекторной стабилизацией.

няет коэффициент усиления тока и используется при сопротивлении источника сигнала, большем входного сопротивления транзистора.

Регулировка усиления обратной связью не повышает коэффициент гармоник каскада, а поэтому может применяться в каскадах как с малой, так и с большой амплитудой сигнала. Ее недостатком в ламповых усилителях является появление подъема на частотной характеристике регулируемого каскада в области частот порядка десятков мегагерц и выше и появление выброса на его переходной характеристике в области малых времен. Это вызывается влиянием емкости *С*, складывающейся из емкости регулятора, емкости монтажа и емкости катод—подогреватель

лампы. Как подъем, так и выброс растут при увеличении сопротивления, введенного в цепь катода.

Выброс на переходной характеристике каскада в области малых времен невелик, если сопротивление регулятора удовлетворяет условию

$$R_{\text{р.макс}} \leqslant R_{\text{а}} \frac{C_0}{C}, \tag{9-46}$$

где $R_{\text{а}}$ — сопротивление нагрузки анодной цепи каскада;

C_0 — полная емкость, нагружающая анодную цепь.

Регулировку усиления обратной связью обычно используют в широкополосных усилителях, так как в усилителях звуковых частот более удобной является потенциометрическая регулировка, обеспечивающая глубокое регулирование и нужный закон изменения усиления. При использовании регулировки обратной связью в широкополосном ламповом каскаде с экранированной лампой необходимое сопротивление регулятора определяется выражением

$$R_{\text{р}} = \frac{10^{\frac{Д_{\text{р}}}{20}} - 1}{S_{\text{к}}}, \tag{9-47}$$

где $Д_{\text{р}}$ — необходимый диапазон регулировки, *дб*;

$S_{\text{к}}$ — крутизна катодного тока лампы каскада.

В качестве регулятора при регулировке обратной связью обычно используют непроволочные переменные сопротивления типа А (с линейным законом изменения сопротивления).

Рассчитав сопротивление регулятора по формуле (9-47), в случае импульсного усилителя проверяют максимально допустимое сопротивление регулятора по формуле (9-46) и останавливаются на меньшем значении $R_{\text{р}}$. В случае усилителя гармонических сигналов, найдя $R_{\text{р}}$ из формулы (9-47), проверяют даваемый регулятором подъем частотной характеристики на высшей рабочей частоте $f_{\text{в}}$ по выражению

$$Y_{\text{в.р}} \approx \sqrt{1 + (6{,}28 f_{\text{в}} C R_{\text{р}})^2}. \tag{9-48}$$

Если подъем получается велик, то уменьшают сопротивление регулятора, а следовательно, и глубину регулировки до величины, при которой подъем оказывается допустимым.

Пример 9-6. Рассчитаем регулировку усиления обратной связью с глубиной $Д_р = 10$ *дб* для широкополосного каскада с пентодом 6Ж1П, имеющим в точке покоя крутизну характеристики катодного тока $S_к \approx 6$ *ма/в*. Подставив эти данные в формулу (9-47), найдем:

$$R_р \quad \frac{10^{\frac{10}{20}} - 1}{6 \cdot 10^{-3}} = 360 \text{ ом},$$

что является стандартной величиной; поэтому берем в качестве $R_р$ непроволочное переменное сопротивление типа А, равное 360 *ом*.

Регуляторы тембра

В некоторых случаях требуется плавно изменять частотную характеристику усилителя на нижних или на верхних частотах; это осуществляется при помощи регуляторов тембра, представляющих собой частотно-зависимые цепи, вводимые в цепь межкаскадной связи или в цепь обратной связи.

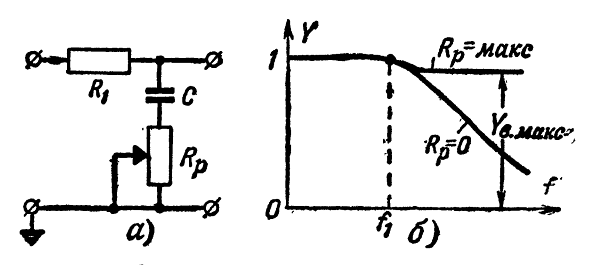


Рис. 9-13. Регулятор тембра верхних частот.
а — принципиальная схема; *б* — частотные характеристики для различных положений регулятора.

Существуют разные типы регуляторов тембра, различным образом изменяющие частотную характеристику усилителя. Для снижения помех от соседнего канала в радиоприемниках, для уменьшения шума иглы в усилителях воспроизведения грамзаписи применяют регулятор тембра, позволяющий регулировать снижение усиления на верхних частотах при неизменном усилении на средних и нижних частотах. Схема регулятора тембра такого типа и ее частотные характеристики для различных положений регулятора даны на рис. 9-13. Сопротивление регулятора $R_р$ и емкость конденсатора C для такого регулятора тембра определяются уравнениями:

$$R_р = \frac{R_1}{\frac{1}{Y_{в.макс}} - 1}; \quad C \approx \frac{0{,}08}{f_1 R_1}, \qquad (9\text{-}49)$$

где $Y_{в\ макс}$ — относительное усиление на верхних частотах при полностью введенном сопротивлении $R_р$;

f_1 — частота, на которой усиление падает на 1 *дб* при полностью выведенном $R_р$.

Этот регулятор тембра включают в схему между анодом (коллектором) и общим проводом. В ламповом реостатном каскаде сопротивление R_1, входящее в формулу (9-49), равно $R_{э.в}$, представляющему собой результат параллельного соединения сопротивлений R_i, $R_а$ и $R_с$. В транзисторном реостатном каскаде R_1 представляет собой сопротивление параллельного соединения $R_{вых}$ транзистора,

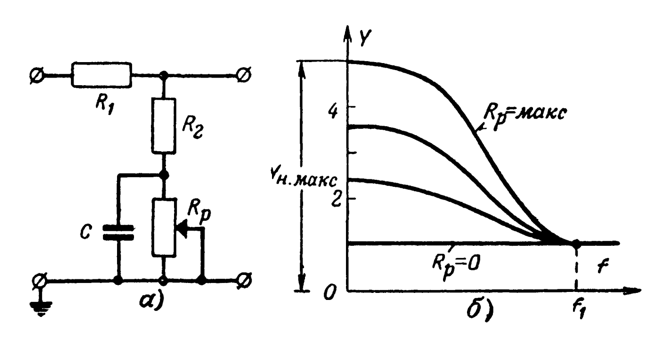


Рис. 9-14. Регулятор тембра нижних частот.
а — принципиальная схема; *б* — частотные характеристики для различных положений регулятора.

$R_к$ в его коллекторной цепи и $R_{вх}$ транзистора следующего каскада.

Для корректирования частотной характеристики магнитной и граммофонной записи звука, падающей с понижением частоты, примерно начиная с 1 *кгц*, в усилителях воспроизведения грамзаписи и магнитной записи, а также и в некоторых других случаях применяют регулятор тембра, позволяющий регулировать подъем усиления на нижних частотах при неизменном усилении на средних и верхних.

Схема такого регулятора тембра и его частотные характеристики для различных положений регулятора даны на рис. 9-14. При $R_1 \gg R_2 + R_р$ значения R_2 и C определяются следующими формулами:

$$R_2 = \frac{R_р}{Y_{н.макс} - 1}; \quad C \approx \frac{0,08}{f_1 R_2}, \qquad (9\text{-}50)$$

где $Y_{н.макс}$ — наибольшее значение относительного усиления на нижних частотах при полностью введенном сопротивлении $R_р$;

f_1 — частота, на которой при этом усиление возрастает на 1 *дб*.

В ламповом реостатном каскаде цепочку $CR_рR_2$ можно включить параллельно сопротивлению $R_с$; при этом сопротивление R_1 равно параллельному соединению сопротивлений R_i, $R_а$ и $R_с$. Значение $R_р$ берут в 3—10 раз меньше R_1, а при расчете емкости разделительного конденсатора $C_с$ в расчетную формулу вместо $R_с$ подставляют R_2. В транзисторном каскаде при включении $CR_рR_2$ параллельно входу следующего транзистора сопротивление R_1 равно параллельному соединению $R_{вых}$, $R_к$ и $R_{вх.сл}$. В этом случае для уменьшения C и увеличения $R_р$ и R_2 последовательно с $R_{вх.сл}$ можно включить дополнительное сопротивление.

Существуют регуляторы тембра, позволяющие как снижать, так и повышать усиление в определенной области ча-

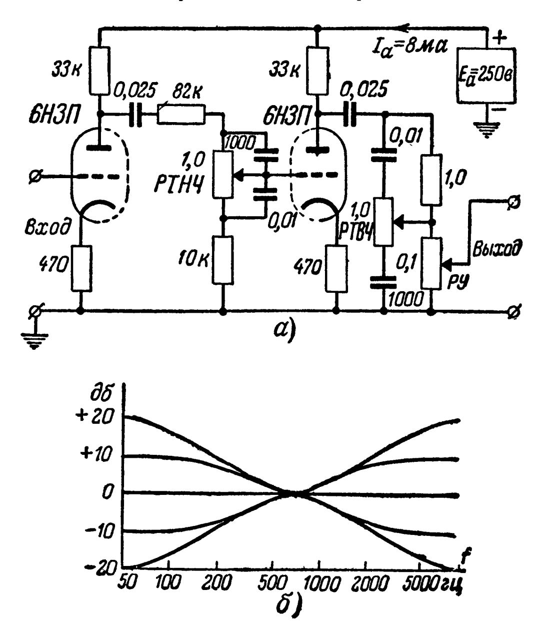


Рис. 9-15. Ламповый регулятор тембра нижних и верхних частот.

а — принципиальная схема; *б* — частотные характеристики при различных положениях регуляторов тембра верхних и нижних частот

стот при неизменном усилении на других частотах[1]. Иногда в усилитель вводят специальные каскады регулировки тембра, почти не дающие усиления, но позволяющие в широких пределах изменять частотную характеристику как на нижних, так и на верхних частотах, а также регулировать усиление.

Схема такого регулятора тембра, использующего пальчиковый двойной триод типа 6Н3П и позволяющего как снижать, так и повышать усиление на нижних и верхних частотах, дана на рис. 9-15; ее частотные характеристики для различных положений регуляторов тембра нижних частот (РТНЧ) и верхних частот (РТВЧ) приведены здесь же. Схема содержит плавный потенциометрический регулятор усиления РУ, обеспечивает плавную регулировку тембра ±20 *дб* на 50 *гц* и ±20 *дб* на 10 000 *гц*, имеет в верхнем положении регулятора усиления максимальное выходное напряжение порядка 1 *в* и коэффициент усиления на средних частотах около 4.

9-8. СХЕМЫ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В качестве практических примеров построения схем многокаскадных усилителей рассмотрим несколько несложных усилительных схем.

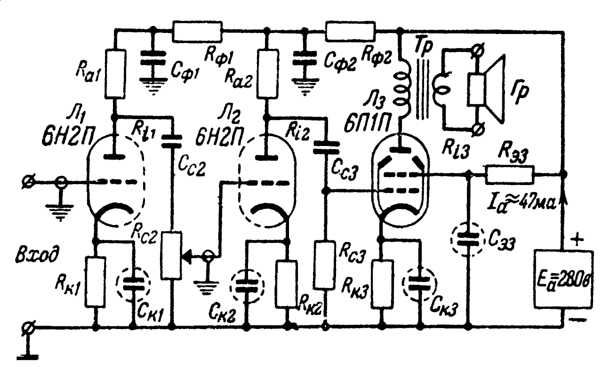


Рис. 9-16. Принципиальная схема лампового трехкаскадного усилителя звуковых частот.

На рис. 9-16 приведена принципиальная схема трехкаскадного лампового усилителя звуковых частот с выходной

[1] См. книгу В. К Лабутина «Новое в технике высококачественного усиления», стр. 38—54, Госэнергоиздат, 1957.

мощностью около 3 *вт*, работающего на электродинамический громкоговоритель *Гр*. Усилитель может быть использован для усиления сигналов электродинамического микрофона или для магнитной записи и воспроизведения звука при введении соответствующей коррекции частотной характеристики.

Два первых каскада этого усилителя выполнены на пальчиковом двойном триоде 6Н2П и имеют реостатную межкаскадную связь. Так как номинальное входное напряжение усилителя составляет лишь 4 *мв*, что при динамическом диапазоне сигнала 40 *дб* соответствует минимальному напряжению на входе 40 *мкв*, регулировка усиления перенесена на вход второго каскада, где минимальное напряжение сигнала превышает 2 *мв*. Последний, третий, каскад усилителя выполнен на экономичном пальчиковом лучевом тетроде 6П1П, в анодную цепь которого через выходной трансформатор *Тр* включен громкоговоритель.

Все анодные цепи, а также цепи управляющих сеток и экранирующей сетки получают питание от одного источника — выпрямителя, отрицательный полюс которого присоединен к металлическому корпусу (шасси) усилителя. Цепь накала лампы 6П1П питается от обмотки накала, расположенной на трансформаторе выпрямителя; накал лампы 6Н2П для уменьшения уровня фона переменного тока на выходе усилителя можно питать постоянным током, предусмотрев для этого на трансформаторе выпрямителя отдельную обмотку, выпрямив ее напряжение германиевыми диодами и сгладив его соответствующим фильтром.

Сопротивления $R_{а1}$ и $R_{а2}$ являются анодными нагрузками первого и второго каскадов; $C_{к1}$ и $R_{к1}$, $C_{к2}$ и $R_{к2}$, $C_{к3}$ и $R_{к3}$ — цепочки катодного смещения; $C_{э3}$ и $R_{э3}$ — гасящее сопротивление и блокировочный конденсатор цепи экранирующей сетки, одновременно выполняющие роль дополнительного сглаживающего фильтра; $R_{с2}$ и $R_{с3}$ — сопротивления в цепях управляющих сеток ($R_{с2}$ одновременно является регулятором усиления); $C_{ф1}$ и $R_{ф1}$, $C_{ф2}$ и $R_{ф2}$ — развязывающие и сглаживающие фильтры, рассчитанные в примере 9-1; $C_{с2}$ и $C_{с3}$ — разделительные конденсаторы цепей управляющих сеток.

На рис. 9-17 дана принципиальная схема четырехкаскадного транзисторного усилителя звуковых частот, предназначенного для воспроизведения грамзаписи. Для обеспечения высокого входного сопротивления усилителя, не-

обходимого при работе его от пьезоэлектрического звукоснимателя, в качестве первых двух каскадов использованы реостатные эмиттерные повторители. Транзистор третьего каскада для получения наибольшего усиления включен с общим эмиттером и связан межкаскадным трансформатором $Тр_1$, обеспечивающим транзистору наивыгоднейшую нагрузку и переход на двухтактную схему, с оконечным каскадом. Транзисторы оконечного (четвертого) каскада для обеспечения малого коэффициента гармоник усилителя и возможности установки в каскад любого экземпляра

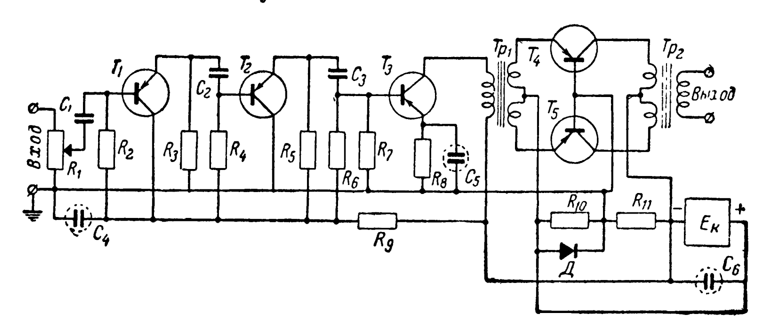


Рис. 9-17. Принципиальная схема четырехкаскадного транзисторного усилителя звуковых частот для воспроизведения грамзаписи.

транзистора включены с общей базой; для уменьшения расхода энергии на питание усилителя оконечный каскад выполнен двухтактным и работает в режиме В. Отрицательное смещение на транзисторы оконечного каскада подается от делителя из сопротивлений R_{10} и R_{11}; диод *Д* стабилизирует ток покоя каскада при изменении температуры окружающей среды.

Сопротивления R_2 и R_4 задают отрицательное смещение на базу транзисторов T_1 и T_2, а R_3 и R_5 являются сопротивлениями их эмиттерной нагрузки; одновременно они являются сопротивлениями коллекторной стабилизации режима, поддерживающей нормальное положение точки покоя при изменении температуры и замене транзисторов. Сопротивления R_6, R_7 и R_8 задают отрицательное смещение на базу транзистора T_3 и одновременно осуществляют эмиттерную стабилизацию его режима; блокировочный конденсатор C_5 устраняет потерю усиления от влияния сопротивления R_8.

Остальные детали усилителя имеют следующее назначение: C_1, C_2 и C_3 — разделительные конденсаторы; R_9 и

C_4 — развязывающий и сглаживающий фильтры; C_6 — выходной конденсатор выпрямителя, питающего усилитель; R_1 — регулятор усиления; Tp_2 — выходной трансформатор, связывающий транзисторы оконечного каскада с громкоговорителем и обеспечивающий им необходимое сопротивление нагрузки.

На рис. 9-18 изображена схема трехкаскадного широкополосного лампового усилителя для электронного осциллоскопа, пригодного для исследования как гармонических, так и импульсных сигналов. Изменение диапазонов входных напряжений здесь осуществляется ступенчатым компенсированным регулятором усиления, расчет которого дан в примере 9-5. Этот регулятор состоит из сопротивлений R_1, R_2 и др. и конденсаторов C_1, C_2 и др.; подстроечный конденсатор C_1 выравнивает частотную характеристику первой ступени делителя. Для упрощения схемы на ней не показаны сопротивления и конденсаторы последней ступени регулятора.

В усилителе применены только экранированные лампы, так как они усиливают более широкую полосу частот. Все каскады усилителя — реостатные, что также необходимо для пропускания широкой полосы частот. Для получения симметричного выходного напряжения, подаваемого на отклоняющие пластины осциллоскопической электронно-лучевой трубки, в качестве оконечного использован инверсный каскад с катодной связью. Так как падение напряжения на сопротивлении катодной связи R_{20} превышает необходимую величину отрицательного смещения для ламп $Л_3$ и $Л_4$, на их управляющие сетки подается положительное компенсирующее напряжение через сопротивления R_{16}, R_{17} и R_{27}. Переменное сопротивление R_{16} служит для изменения отрицательного смещения на лампе $Л_3$, что позволяет получить между выходными зажимами усилителя плавно изменяющийся потенциал любой полярности, необходимый для смещения изображения на экране трубки.

Другие детали усилителя имеют следующее назначение: R_{18} и R_{26} — антипаразитные сопротивления; R_6, R_{12}, R_{22} и R_{24} — сопротивления анодных нагрузок; R_5, R_{11}, R_{19} и R_{28} — сопротивления в цепи управляющих сеток; R_8 и C_6, R_{14} и C_{10} — цепочки катодного смещения первого и второго каскадов; R_9, R_{10}, C_7, R_{15}, C_{11} и R_{23} — гасящие сопротивления и блокировочные конденсаторы цепей экранирующих сеток (сопротивление R_9 одновременно служит плавным регулятором усиления, перекрывающим ступени входного

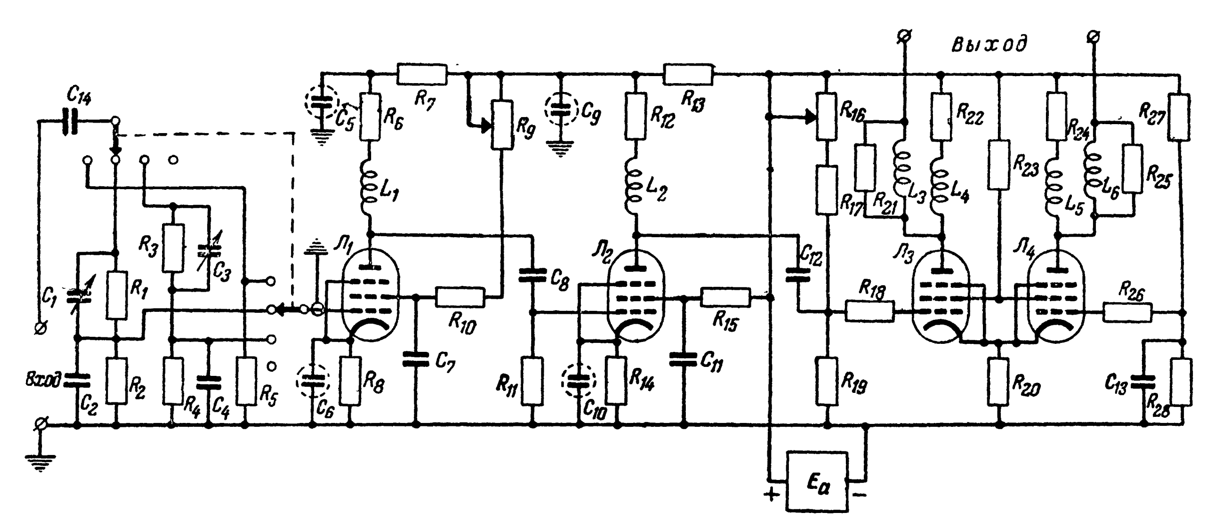


Рис. 9-18. Принципиальная схема трехкаскадного лампового широкополосного усилителя для электронного осциллоскопа.

регулятора); C_{13} — конденсатор, соединяющий управляющую сетку лампы $Л_4$ с общим проводом схемы; C_8, C_{12} и C_{14} — разделительные конденсаторы цепей управляющих сеток; C_5R_7 и C_9R_{13} — цепочки развязывающих и сглаживающих фильтров (C_5R_7 одновременно корректирует частотную характеристику усилителя на нижних частотах).

В первых двух каскадах для расширения полосы пропускаемых усилителем частот применена простая высокочастотная коррекция дросселями L_1 и L_2. В обоих плечах оконечного каскада для максимального уменьшения мощности выходных ламп и сокращения расхода энергии питания применена сложная высокочастотная коррекция, включающая в себя корректирующие дроссели L_3, L_4, L_5, L_6 и сопротивления R_{21} и R_{25}. Цепи накала всех ламп усилителя питаются параллельно от одной общей обмотки накала, средняя точка которой соединена с общим проводом и шасси усилителя. Все цепи анодов, управляющих и экранирующих сеток получают питание от выпрямителя E_a.

9-9. КОНСТРУКТИВНОЕ ОФОРМЛЕНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

Конструкция усилителя определяется как его назначением, так и предъявляемыми к нему эксплуатационными требованиями.

Усилители малой мощности, входящие в состав какого-либо прибора или аппарата, например усилители радиоприемников, магнитофонов, телевизоров, ламповых вольтметров, осциллоскопов и т. д., обычно помещаются в корпусе самого прибора или аппарата, где для них предусматривается необходимое место.

Переносные усилители небольшой мощности, представляющие собой самостоятельную конструкцию, например переносные усилители для усиления актуальных передач, обычно монтируются на горизонтальном металлическом шасси с металлической же вертикальной передней стенкой (панелью), на которой располагают органы управления усилителем. Для защиты деталей схемы и монтажа усилителя от повреждений, пыли и для экранирования усилителя от внешних источников помех шасси с панелью вдвигается в металлическую коробку без передней стенки и прикрепляется к ней. Если в усилителе выделяется значительная мощность, то для его охлаждения в коробке предусматриваются прорези или отверстия.

Если в схеме усилителя имеется высокое напряжение (порядка киловольта или выше), то он снабжается блоки-

ровкой, разрывающей цепь питания, а иногда и замыкающей накоротко цепь высокого напряжения при снятии защитной коробки (кожуха); это предохраняет персонал, обслуживающий усилитель, от случайного поражения высоким напряжением.

Стационарные усилители небольшой мощности, например усилители студийного оборудования, усилители дальней телефонной связи, усилители звукового кино, обычно монтируются на металлических панелях, также защищаемых с одной или обеих сторон металлическим кожухом; панели таких усилителей вместе с панелями питания и вспомогательной аппаратурой располагаются на вертикальных металлических стойках.

Усилители большой мощности стационарного типа обычно монтируют в металлических шкафах, предохраняющих и экранирующих детали усилителя и его монтаж и защищающих обслуживающий персонал от поражения высоким напряжением. Шкаф надежно заземляют и снабжают блокировкой, выключающей питание и разряжающей конденсаторы фильтра выпрямителя высокого напряжения при открывании дверцы шкафа.

Для защиты источников питания усилителя от короткого замыкания и перегрузки при какой-либо неисправности в усилителе в цепь питания обычно ставят плавкие предохранители. Включение и выключение питания производят выключателями, располагаемыми на передней панели. Для контроля включения усилитель или прибор, в состав которого входит усилитель, обычно снабжают контрольной лампочкой, подключаемой к цепи накала и загорающейся при включении питания.

Глава десятая

КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ СИГНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И КОРРЕКТИРУЮЩИХ ДРОССЕЛЕЙ

10-1. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ СИГНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Конструктивный расчет трансформаторов, предназначенных для трансформирования электрических сигналов, — сигнальных трансформаторов, производят по данным, полученным из электрического расчета (индуктивности пер-

вичной обмотки, индуктивности рассеяния, омическому сопротивлению обмоток, коэффициенту трансформации и т. п.). В конструктивный расчет входят: выбор конструкции трансформатора, выбор магнитного материала, для его сердечника, выбор или расчет размеров сердечника, расчет числа витков обмоток и выбор провода для них, расчет размещения обмоток. После конструктивного расчета обычно производят уточнение электрических данных трансформатора по данным конструктивного расчета.

Конструкции трансформаторов

Для сигнальных трансформаторов используют те же конструкции, что и для силовых, а именно: броневую, стержневую, тороидальную (рис. 10-1).

Броневые трансформаторы имеют только одну катушку с обмотками; они наиболее просты и дешевы в производстве. Поэтому сигнальные трансформаторы малой и средней мощности (до нескольких сотен ватт) обычно делают

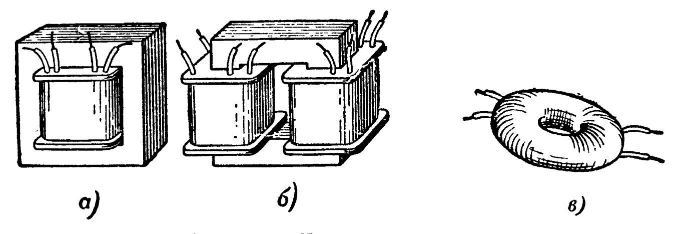


Рис. 10-1. Трансформаторы.
а — броневой; *б* — стержневой; *в* — тороидальный.

броневого типа. Недостатками броневого типа является наибольшая чувствительность к наводкам от внешних переменных магнитных полей и большая индуктивность рассеяния.

Стержневые трансформаторы с двумя катушками, несущими обмотки, имеют лучшее охлаждение обмоток (из-за большей их поверхности) и меньшую индуктивность рассеяния, что важно для трансформаторов большой мощности. При стержневом двухкатушечном трансформаторе можно обеспечить высокую симметричность двухтактного каскада; такой трансформатор менее чувствителен к внешним магнитным полям, чем броневой, вследствие компенсации э. д. с., наведенной внешним полем в одной катушке, другой катушкой. Поэтому сигнальные трансформаторы

большой мощности (порядка киловатта и выше) обычно делают стержневого типа. Стержневую конструкцию с двумя катушками иногда используют для входных трансформаторов усилителей с очень малым входным уровнем вследствие малой чувствительности к внешним магнитным полям.

Тороидальные трансформаторы почти нечувствительны к внешним магнитным полям и почти не имеют внешнего магнитного потока рассеяния; однако вследствие сложности и дороговизны изготовления тороидальную конструкцию применяют для сигнальных трансформаторов лишь в особых случаях.

Конструкция сердечника и его данные

Для уменьшения потерь на вихревые токи и снижения падения магнитной проницаемости с ростом частоты материал для сердечника трансформатора берут в виде тонких листов или ленты.

Простейшим способом изготовления сердечника из листового магнитного материала является сборка его из

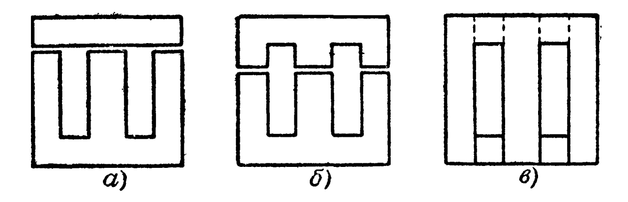


Рис. 10-2. Пластины для сборки сердечника броневого трансформатора.

а — Ш-образная пластина и перекрышка; *б* — длинная и короткая Ш-образные пластины; *в* — две одинаковые Ш-образные пластины.

штампованных пластин определенной формы и размеров.

Сердечник броневого трансформатора обычно имеет прямоугольное сечение. Его собирают из Ш-образных пластин и перекрышек, двух типов Ш-образных пластин или из Ш-образных пластин одного типа (в миниатюрных трансформаторах), как показано на рис. 10-2. Если немагнитный зазор в сердечнике не нужен, то сборку пластин производят вперекрышку, вставляя Ш-образную пластину поочередно то с одной, то с другой стороны катушки трансформатора. Заполнив все отверстие катушки, при

сборке из пластин двух типов вставляют в оставшиеся щели второй тип пластин.

При сборке сердечника с немагнитным зазором, необходимым при постоянном подмагничивании сердечника в несколько ампер-витков на сантиметр и выше в катушку с одной стороны вставляют пластины одного типа, а с другой стороны прикладывают пластины другого типа, проложив между обеими частями сердечника изоляционную прокладку, устанавливающую нужную величину немагнитного зазора.

Сердечник небольших стержневых трансформаторов обычно также имеет прямоугольное сечение; его собирают

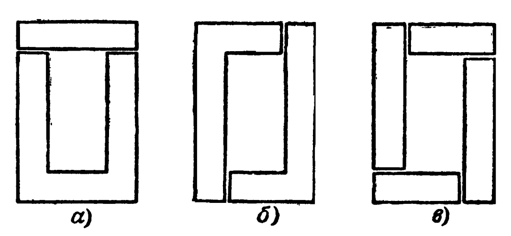


Рис. 10-3. Пластины для сборки сердечника стержневого трансформатора.

а — П-образная пластина и перекрышка; *б* — две Г-образные пластины; *в* — полосы двух типов.

из одинаковых Г-образных пластин, П-образных пластин и перекрышек или из полос (рис. 10-3). Сердечник большого стержневого трансформатора обычно делают круглого (точнее, ступенчатого) сечения, собирая его из полос различных размеров. При работе стержневого трансформатора с значительным постоянным подмагничиванием его сердечник собирают с немагнитным зазором.

Сборка сердечника из пластин удобна при толщине магнитного материала не ниже 0,2—0,3 *мм*. При очень тонком магнитном материале сердечник удобнее навивать из ленты магнитного материала нужной толщины и ширины. Перед навивкой ленту покрывают огнеупорным склеивающим и изолирующим составом. Навитое кольцо распиливают пополам и отжигают для снятия внутренних напряжений. В катушку броневого трансформатора обычно вставляют два таких кольца, а в катушки стержневого — одно кольцо (рис. 10-4). При материале, имеющем более высокие магнитные свойства в определенном направлении (например, сталь Э310 и др.), применение витых сердечни-

ков целесообразно и при толщине материала порядка 0,2 *мм* и выше.

Среднюю длину магнитной силовой линии сердечника l_c, входящую в формулы конструктивного расчета трансформатора, можно рассчитать по следующим формулам:

для броневого сердечника с сечением, неодинаковым вдоль магнитной силовой линии ($y_3 > 0{,}5 y_1$, рис. 10-5,*а*),

$$l_c \approx h + \frac{y_1}{y_3}(0{,}5h + b + 1{,}18y_3 + 0{,}19y_1); \qquad (10\text{-}1)$$

для броневого сердечника с одинаковым сечением вдоль магнитной силовой линии ($y_3 = 0{,}5 y_1$)

$$l_c \approx 2h + 2b + 1{,}57y_1; \qquad (10\text{-}2)$$

для стержневого сердечника с сечением, неодинаковым по длине ($y_3 > 0{,}5 y_1$, рис. 10-5,*б*),

$$l_c \approx 2h + \frac{y_1}{y_3}[2b + 1{,}57(y_1 + y_3)]; \qquad (10\text{-}3)$$

для стержневого сердечника с одинаковым по длине сечением ($y_3 = 0{,}5 y_1$)

$$l_c \approx 2h + 2b + 3{,}14y_1. \qquad (10\text{-}4)$$

Сигнальные трансформаторы малой мощности не нуждаются в изоляции пластин сердечника друг от друга; естественная пленка окисла на пластинах является здесь достаточной изоляцией. В сигнальных трансформаторах большой мощности с напряжением сигнала на один виток обмотки порядка десятых долей вольта и более пластины следует покрывать с одной стороны тонким и прочным слоем изоляционного состава.

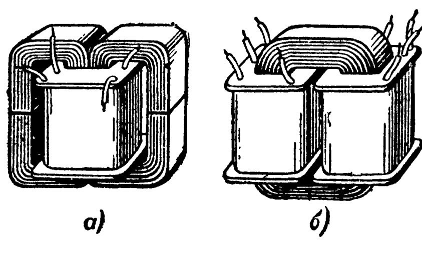


Рис. 10-4. Трансформаторы с витым сердечником.
а — броневой; *б* — стержневой.

Чистое сечение магнитного материала сердечника в катушке трансформатора q_c, также входящее в формулы

конструктивного расчета, при прямоугольном сечении сердечника определяют по формуле

$$q_c = y_1 y_2 k_c, \tag{10-5}$$

где k_c — коэффициент заполнения площади сечения сердечника магнитным материалом, зависящий от толщины материала, его прокатки и других факторов. Средние значения k_c для различных случаев даны в табл. 10-1.

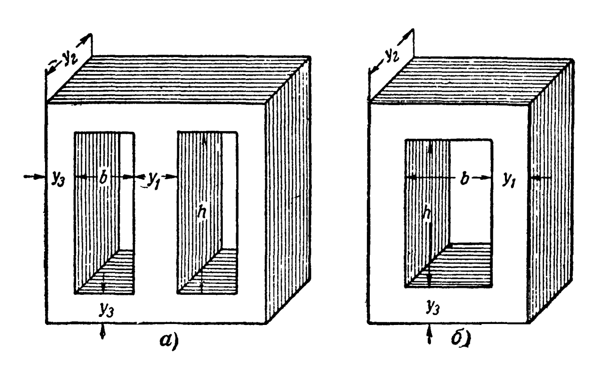


Рис. 10-5. Обозначения размеров броневого (*а*) и стержневого (*б*) сердечников.

Таблица 10-1

Значения коэффициента заполнения k_c сечения сердечника магнитным материалом

Пластины	Магнитные материалы горячей прокатки (сталь Э42 и др.) при толщине пластин, *мм*				Магнитные материалы холодной прокатки (пермаллой, сталь Э310 и др.) при толщине пластин, *мм*				
	0,5	0,35	0,2	0,1	0,5	0,35	0,2	0,1	0,05
	Значения k_c								
Без изоляции . .	0,93	0,89	0,82	0,72	0,97	0,95	0,93	0,88	0,75
С лаковой изоляцией	0,92	0,88	0,8	0,7	0,96	0,94	0,91	0,86	0,72

Выбор материала сердечника

Выбор магнитного материала для сердечника сигнального трансформатора производят в соответствии с типом трансформатора и предъявляемыми к нему конструктивными и экономическими требованиями.

Для трансформаторов малой мощности (десятые или сотые доли ватта и ниже) малогабаритной или переносной аппаратуры, где необходим наименьший вес и размеры трансформатора, при отсутствии постоянного подмагничивания сердечника (т. е. отсутствии постоянной составляющей тока в обмотках) наилучшим материалом для сердечника является пермаллой с содержанием никеля 78—80% (например, пермаллой марок Н80ХС, Н79М4 и др.), обладающий наивысшей магнитной проницаемостью из всех магнитных материалов.

Для таких же трансформаторов, но работающих с постоянным подмагничиванием сердечника (с постоянной составляющей тока в одной или обеих обмотках), наилучшим материалом для сердечника является пермаллой с содержанием никеля 45—50% (например, пермаллой марок Н45, Н50ХС и др.), имеющий наивысшую магнитную проницаемость из употребительных магнитных материалов при наличии постоянного подмагничивающего поля.

Для трансформаторов малой мощности стационарной аппаратуры, где необходима наименьшая стоимость трансформатора, а не его вес и размеры, при отсутствии постоянного подмагничивания сердечника наилучшим материалом является кремнистая трансформаторная сталь с высокой магнитной проницаемостью в слабых полях марки Э46. Немного худшие результаты для таких трансформаторов дает применение холоднокатаных сталей марок Э310—Э330. При отсутствии указанных сталей здесь можно использовать и обычную высококачественную трансформаторную сталь марок Э42 или Э43, но при этом размеры трансформатора, а также его вес и стоимость будут немного больше.

Для таких же трансформаторов, работающих с постоянным подмагничиванием сердечника, почти равноценными в отношении стоимости трансформатора оказываются холоднокатаные стали марок Э310—Э330 и трансформаторные стали марок Э42 и Э43. Однако размеры и вес трансформатора при стали Э42 и Э43 получаются немного больше.

Для трансформаторов средней и большой мощности (выше нескольких ватт), во всех случаях наименьшие размеры, вес и стоимость обычно имеют место при использовании для сердечника холоднокатаной стали марок Э310—Э330. Применение для таких трансформаторов сталей Э42 и Э43 допустимо, но при них вес и стоимость трансформа-

тора немного возрастают и увеличивается индуктивность рассеяния.

Толщину пластин сердечника выбирают в соответствии с низшей рабочей частотой трансформатора, сортом магнитного материала и размерами сердечника. Для трансформаторов звуковых частот с сердечником из трансформаторной стали и низшей рабочей частотой не выше 100—200 *гц* толщину пластин берут порядка 0,35—0,5 *мм*; при более высокой низшей рабочей частоте толщину пластин берут меньше. В трансформаторах звуковых частот с сердечником из пермаллоя толщину пластин обычно берут в пределах 0,15—0,35 *мм*, применяя тем более тонкий материал, чем выше низшая частота, чем больше магнитная проницаемость материала и чем меньше размеры сердечника.

Выбор размеров сердечника

Размеры сердечника для сигнального трансформатора выбирают, исходя из двух условий: по конструктивной постоянной нижних частот A, определяемой отношением индуктивности первичной обмотки L_1 к ее омическому сопротивлению r_1, и по конструктивной постоянной индукции в сердечнике D, определяемой максимально допустимой индукцией в сердечнике $B_{m\text{н}}$ на низшей рабочей частоте.

Значения A и D для трансформатора, работающего в режиме А, находят по формулам:

$$A = \frac{(1+c)\,L_1}{\mu r_1}; \quad D = \frac{1+c\eta_{\text{тр}}}{B_{m\,\text{н}} f_{\text{н}}} \sqrt{\frac{P_2}{c\eta_{\text{тр}}(1-\eta_{\text{тр}})}}. \quad (10\text{-}6)$$

Для трансформатора с первичной обмоткой, работающей в режиме В, и вторичной, работающей в режиме А (выходные трансформаторы каскадов мощного усиления, работающих в режиме В):

$$A = \frac{3{,}41 L_{1\text{п}}}{\mu r_{1\text{п}}}; \quad D = \frac{1+1{,}41\eta_{\text{тр}}}{B_{m\,\text{н}} f_{\text{н}}} \sqrt{\frac{P_2}{\eta_{\text{тр}}(1-\eta_{\text{тр}})}}. \quad (10\text{-}7)$$

Для трансформатора с первичной обмоткой, работающей в режиме А, и вторичной, работающей в режиме В (входные трансформаторы транзисторных каскадов мощного усиления, работающих в режиме В):

$$A = \frac{2{,}41 L_1}{\mu r_1}; \quad D = \frac{1{,}41+\eta_{\text{тр}}}{B_{m\,\text{н}} f_{\text{н}}} \sqrt{\frac{P_2}{\eta_{\text{тр}}(1-\eta_{\text{тр}})}}. \quad (10\text{-}8)$$

В формулах (10-6)—(10-8) L_1 и r_1 — индуктивность и омическое сопротивление первичной обмотки трансформатора; $L_{1п}$ и $r_{1п}$ — индуктивность и омическое сопротивление половины первичной обмотки; c — отношение r_1 к r'_2, входящее в формулы (5-30); $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора; P_2 — мощность, отдаваемая трансформатором в нагрузку; $B_{mн}$ и $f_н$ — амплитуда переменной составляющей магнитной индукции в сердечнике (в гауссах) и низшая рабочая частота трансформатора (в герцах); μ — магнитная проницаемость материала сердечника для переменной составляющей магнитного потока.

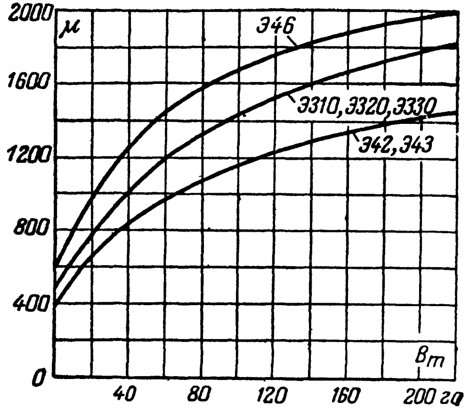


Рис. 10-6. Зависимость магнитной проницаемости от индукции для различных трансформаторных сталей.

Затем по таблице нормализованных сердечников (стр. 415—417) выбирают сердечник наименьшей стоимости или наименьшего веса (в зависимости от предъявленных к рассчитываемому усилителю требований), имеющий как A, так и D, равное или больше найденного.

При расчете A по формулам (10-6)—(10-8) значение μ для трансформаторов малой мощности без подмагничивания сердечника берут равным начальной магнитной проницаемости примененного материала $\mu_н$, указанной в табл. 10-2. Для трансформаторов средней и большой мощности (несколько ватт и выше), работающих без подмагничивания, значение μ бе-

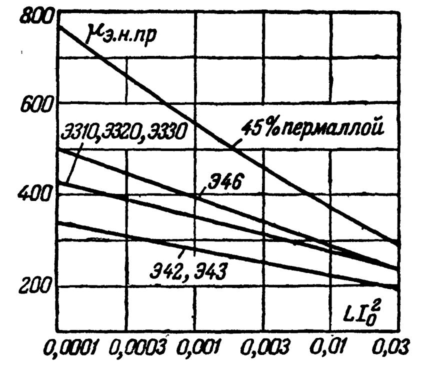


Рис. 10-7 Приближенное значение эквивалентной начальной магнитной проницаемости от произведения LI_0^2 для различных магнитных материалов.

рут из графика на рис. 10-6 для индукции в сердечнике, равной $B_{mн}/Д_с$, где $Д_с$—расчетное значение динамического диапазона сигнала; значение $B_{mн}$ берут из табл. 10-3. Для трансформаторов малой, средней и большой мощности, работающих с подмагничиванием сердечника, в формулы (10-6)—(10-8) вместо μ подставляют приближенное значение эквивалентной начальной проницаемости $\mu_{э.н.пр}$ с учетом оптимального немагнитного зазора, найденное из графика на рис. 10-7 по рассчитанной предварительно величине

Таблица 10-2

Начальная проницаемость $\mu_н$ некоторых магнитных материалов

Материал	$\mu_н$
Трансформаторные стали горячего проката марок Э42 и Э43	400
То же холодного проката марок Э310—Э330	500
Трансформаторная сталь с повышенной проницаемостью марки Э46	600
Низконикелевый пермаллой (45—50 % никеля) толщиной 0,2—0,35 *мм*	2 500
То же толщиной 0,1—0,15 *мм*	2 000
Высоконикелевый пермаллой (78—80 % никеля) толщиной 0,15—0,35 *мм*	10 000— —15 000

Таблица 10-3

Допустимое значение переменной составляющей индукции $B_{mн}$ на низшей рабочей частоте для сигнальных трансформаторов

Материал сердечника и мощность трансформатора	$B_{mн}$, *гс*
Трансформатор малой мощности с сердечником из высоконикелевого пермаллоя	1 000—1 500
То же с сердечником из низконикелевого пермаллоя . .	2 000—3 000
Трансформатор с сердечником из трансформаторных сталей марок Э42—Э43:	
при мощности порядка 1 *вт*	5 000
» » » 10 *вт*	7 000
» » » 100 *вт*	9 000
» » » 1 000 *вт*	10 000

Примечание. Для трансформаторов с сердечником из холоднокатаных сталей марок Э310—Э330 значение $B_{mн}$ допустимо на 15 % выше, чем для сталей Э42—Э43.

произведения LI^2_0, где L — индуктивность, *гн*, а I_0 — постоянная составляющая тока обмотки, вызывающей подмагничивание сердечника, *а*.

При расчете значения D по формулам (10-6)—(10-8) величину $B_{mн}$ берут из табл. 10-3, а значения c и $\eta_{тр}$ подставляют принятые при электрическом расчете трансформатора.

Для трансформаторов с емкостной нагрузкой и трансформаторов очень малой мощности с активной нагрузкой (0,01 *вт* и ниже) значе́ние D можно не находить и выбирать сердечник нужного типа по таблице нормализованных сердечников, имеющий A, равное или немного больше найденного.

Расчет числа витков обмоток

Число витков первичной обмотки сигнального трансформатора рассчитывают как по необходимой ее индуктивности L_1 [формула (10-9а)], так и по допустимой переменной составляющей индукции в сердечнике на низшей частоте $B_{mн}$ [формула (10-9б)]:

$$w_1 = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu q_c}}; \qquad (10\text{-}9а)$$

$$w_1 = \frac{1{,}59 \cdot 10^7 U_{1m} (R_\sim - r_1)}{B_{m\,н} f_н q_c R_\sim} \qquad (10\text{-}9б)$$

и останавливаются на большем числе витков, обеспечивающем как необходимую индуктивность первичной обмотки, так и допустимую индукцию в сердечнике. В формулах (10-9) l_c и q_c — средняя длина магнитной силовой линии (в сантиметрах) и чистое сечение магнитного материала (в квадратных сантиметрах), взятые из таблицы нормализованных сердечников для выбранного сердечника; U_{1m} — максимальная расчетная амплитуда напряжения сигнала на первичной обмотке трансформатора.

Значения μ и $B_{mн}$ в формулы (10-9) подставляют применявшиеся для расчета A и D. При расчете трансформатора с первичной обмоткой, работающей в режиме В, в формулах (10-9) w_1, r_1, L_1, U_{1m} и $R_\sim$ заменяют на $w_{1п}$, $r_{1п}$, $L_{1п}$, $U_{1mп}$ и $R_{\sim п}$ и рассчитывают число витков половины первичной обмотки.

Если большее число витков получено по формуле (10-9а) и трансформатор работает с постоянным подмагничиванием, то найденное число витков уточняют, для чего

определяют ампер-витки постоянного подмагничивания на сантиметр длины сердечника из выражения

$$aw_0 = \frac{w_{пр} I_0 n}{l_с}, \qquad (10\text{-}10)$$

где $w_{пр}$ — приближенное число витков первичной обмотки, найденное при подстановке в формулу (10-9а) значения $\mu_{э.н\,пр}$;

I_0 — постоянная составляющая тока обмотки, вызывающей подмагничивание, *а*;

$l_с$ — средняя длина магнитной силовой линии сердечника, взятая из таблицы нормализованных сердечников или рассчитанная по формулам (10-1)—(10-4), *см*;

n — коэффициент трансформации подмагничивающей обмотки.

Если подмагничивание вызывает первичная обмотка, то n полагают равным единице. По найденному значению aw_0 из графиков на рис. 10-8,*а* и *б* определяют точное значение эквивалентной начальной магнитной проницаемости $\mu_{э.н}$ и величину оптимального немагнитного зазора z в процентах от $l_с$. Подставив точное значение $\mu_{э.н}$ в формулу (10-9а) вместо $\mu_{э.н.пр}$, находят точное число витков

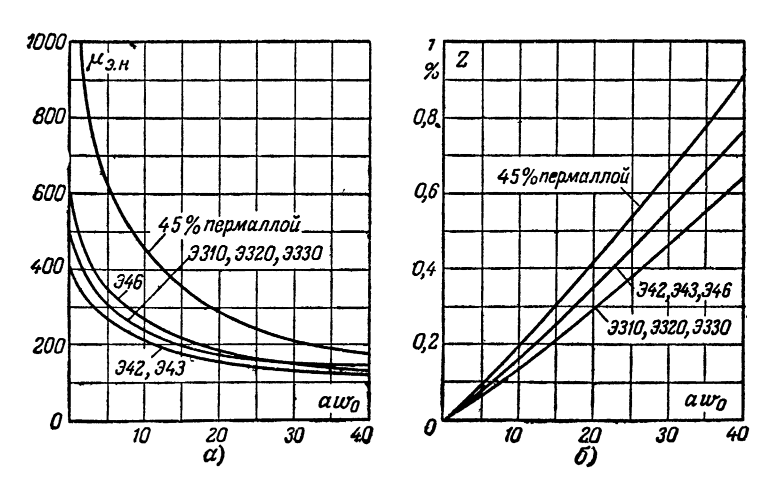


Рис 10-8. Зависимость эквивалентной начальной проницаемости (*а*) и оптимального немагнитного зазора (*б*) от постоянного подмагничивания для различных магнитных материалов.

первичной обмотки; толщину немагнитной прокладки между обеими частями сердечника определяют из уравнения

$$\delta_z = \frac{z l_c}{200}. \qquad (10\text{-}11)$$

Число витков вторичной обмотки (или ее половины) находят по известному числу витков первичной и коэффициенту трансформации:

$$w_2 = w_1 n; \; w_2 = w_{1п} n_п; \; w_{2п} = w_1 n_п. \qquad (10\text{-}12)$$

Первая из этих формул относится к трансформатору, работающему в режиме А, вторая — к трансформатору с первичной обмоткой, работающей в режиме В, и вторичной — в режиме А, и третья — к трансформатору с первичной обмоткой, работающей в режиме А, и вторичной — в режиме В.

Выбор провода обмоток

Обмотки трансформатора обычно наматываются из медного изолированного провода круглого сечения. Наиболее употребительным является провод с эмалевой изоляцией вследствие сравнительно невысокой стоимости и малой толщины изоляции, что приводит к хорошему заполнению окна сердечника медью и к малым размерам, весу и стоимости трансформатора. В больших трансформаторах при диаметре провода выше 1 *мм* иногда используют провода с комбинированной эмалевой и одинарной хлопчатобумажной изоляцией (ПЭБО, ПЭЛБО) или двойной хлопчатобумажной изоляцией (ПБД), имеющие более толстое изоляционное покрытие с большей механической и электрической прочностью.

Расчет чистого (без изоляции) диаметра провода обмоток d (в миллиметрах) для сигнальных трансформаторов производится по найденному из электрического расчета омическому сопротивлению обмотки r (в омах), числу ее витков w и средней длине витка обмоток трансформатора l_0 (в сантиметрах):

$$d = 0{,}015 \sqrt{\frac{w l_0}{r}}. \qquad (10\text{-}13)$$

Среднюю длину витка обмоток l_0, входящую в формулу (10-13), берут из таблицы нормализованных сердечников для выбранного сердечника; если же сердечник взят не из таблицы, то l_0 рассчитывают для броневого сердечника по формуле

$$l_0 \approx 2y_1 + 2y_2 + 8\delta_к + 2{,}5b, \qquad (10\text{-}14)$$

где $\delta_к$ — толщина гильзы катушки несущей обмотки.

Для стержневого сердечника с двумя катушками

$$l_0 \approx 2y_1 + 2y_2 + 8\delta_к + 1{,}1b. \qquad (10\text{-}15)$$

Найдя по формуле (10-13) диаметры провода обмоток, подбирают по стандарту на обмоточные провода (см. приложение 3, стр. 414—415) ближайшие стандартные диаметры провода, которые и применяют для намотки обмоток.

При расчете диаметра провода обмоток по формуле (10-13) для некоторых маломощных или малогабаритных трансформаторов найденный из этой формулы диаметр провода иногда получается равным 0,02 *мм* и даже меньше. Такой провод очень трудно наматывать, так как он легко обрывается; кроме того, в присутствии влаги и напряжения между обмотками трансформатора такой провод быстро разрушается от коррозии. Поэтому при получении из формулы (10-13) такого тонкого провода его диаметр следует увеличить до значения, при котором он будет достаточно прочен и устойчив против коррозии; сердечник при этом придется взять большего размера (иначе обмотки не поместятся в окне сердечника).

Для трансформаторов ламповых усилителей, имеющих напряжение между обмотками порядка сотен вольт и работающих в комнатных условиях, при пропитке обмоток изоляционным и влагозащитным составом и негерметизированной конструкции наименьшим допустимым диаметром провода для обмоток можно считать 0,05 *мм*. Для трансформаторов транзисторной аппаратуры, работающих в таких же условиях при напряжении между обмотками в несколько вольт или десятков вольт, наименьшим допустимым диаметром провода можно считать 0,03 *мм*. При работе трансформатора в тяжелых условиях (большие изменения температуры, высокая влажность, пониженное атмосферное давление и т. п.) применение указанных диаметров провода возможно лишь при герметизации трансформатора.

Расположение обмоток и расчет их размещения

Обмотки трансформатора могут быть расположены или одна над другой (цилиндрическая конструкция обмоток), или рядом друг с другом (дисковая или галетная конст-

рукция). В сигнальных трансформаторах обычно применяют цилиндрическую конструкцию, более простую в производстве и обладающую меньшей индуктивностью рассеяния.

У трансформаторов, на свойства которых вредно влияет их собственная емкость (например, входные трансформаторы ламповых усилителей с большим коэффициентом трансформации, межкаскадные трансформаторы транзисторных каскадов предварительного усиления и др.), обмотку с большим числом витков желательно располагать сверху,

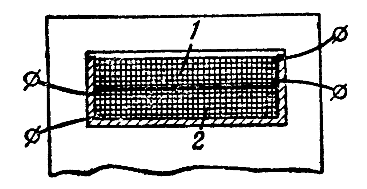


Рис. 10-9 Расположение обмоток входных и мощных выходных трансформаторов ламповых усилителей.

1 — обмотка с большим числом витков (вторичная у входного и первичная у выходного трансформаторов); 2 — обмотка с меньшим числом витков

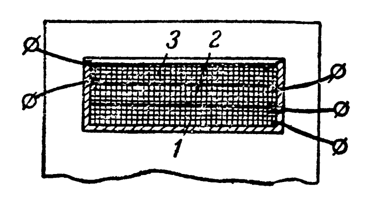


Рис. 10-10. Расположение обмоток в двухтактном выходном трансформаторе невысокого качества, работающем в режиме А.

1 и 2 — половины анодных (коллекторных) обмоток; 3 — вторичная обмотка.

так как это уменьшает собственную емкость трансформатора. Анодную обмотку мощных выходных трансформаторов, работающих при высоком анодном напряжении, также удобно располагать сверху, так как это упрощает ее изолирование от вторичной обмотки и сердечника (рис. 10-9).

В выходных трансформаторах ламповых усилителей небольшой мощности, работающих на низкоомную нагрузку, при анодном напряжении в несколько сотен вольт тонкую первичную обмотку лучше помещать внутри, так как это уменьшает расход более дорогого тонкого провода; толстая вторичная обмотка, расположенная сверху, защищает катушку трансформатора от механических повреждений. Увеличение собственной емкости трансформатора, имеющее место при таком расположении обмоток, на свойства каскада мощного усиления практически не влияет.

Для получения симметричных (одинаковых по величине и сдвинутых на 180° по отношению друг к другу) напряжений на половинах обмоток двухтактных трансформаторов применяют различные способы их намотки и расположе-

ния. Простейшее расположение обмоток такого трансформатора, не обеспечивающее симметрии напряжений их половин на верхних частотах, а поэтому применяемое только в ламповых усилителях низкого качества, показано на рис. 10-10.

В двухтактных трансформаторах транзисторных усилителей для получения симметрии половин двухтактной обмотки и для уничтожения индуктивности рассеяния между ее половинами, что важно при работе в режиме В, можно наматывать эту обмотку в два провода. Соединив после намотки конец одного провода с началом другого, получают среднюю точку обмотки; оставшиеся начало и конец являются крайними выводами двухтактной обмотки. При

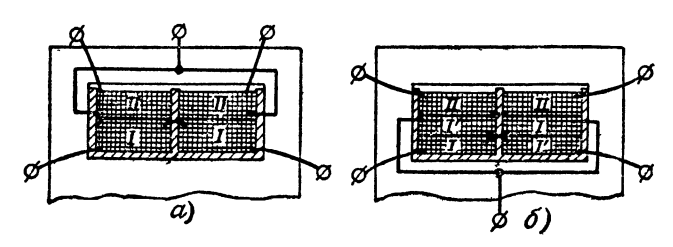


Рис. 10-11. Расположение обмоток в выходном трансформаторе двухтактного лампового каскада высокого качества.
а — при работе в режиме А; *б* — при работе в режиме В.

использовании провода с высокопрочной эмалевой изоляцией (марки ПЭВ, ПЭМ) такой способ намотки вполне пригоден для напряжений, имеющих место в транзисторных каскадах; большая собственная емкость обмотки не влияет на свойства трансформатора вследствие малого сопротивления его нагрузки. Уничтожение индуктивности рассеяния между половинами первичной обмотки выходного трансформатора не только устраняет повышение коэффициента гармоник каскада на верхних частотах при работе в режиме В, но также резко снижает перенапряжения на усилительных элементах, появляющиеся из-за устанавливающихся процессов, что облегчает работу транзисторов и уменьшает возможность их пробоя.

В двухтактных трансформаторах ламповых усилителей высокого качества, где необходима симметрия половин двухтактной обмотки во всей полосе рабочих частот, половины этой обмотки располагают симметрично, разделяя для этого катушку броневого трансформатора пополам (рис. 10-11). В выходном трансформаторе, работающем

в режиме В, для уменьшения индуктивности рассеяния между половинами первичной обмотки и их симметрии каждую половину делят пополам и располагают в обеих секциях каркаса (рис. 10-11,*б*).

Обмотки трансформатора обычно наматывают на каркас из изоляционного материала (пластмассы, прессшпана и т. п.); толщина гильзы каркаса и его щек зависит от размеров трансформатора и напряжений на его обмотках. Минимальная толщина гильзы и щек для различных напряжений между обмотками дана в табл. 10-4. Для уменьшения собственной емкости трансформатора и повышения его электрической прочности каркас иногда делят на несколько секций.

В трансформаторах средних размеров иногда применяют бескаркасную конструкцию катушки, при которой обмотки наматывают на гильзу из изоляционного материала, не имеющую щек. Для удержания витков, расположенных с краев катушки на месте, при такой намотке через каждый слой провода обычно кладут бумажную прокладку.

Намотку обмоток трансформатора производят правильными рядами — виток к витку, или беспорядочно — вразброс. Намотка виток к витку (в слой) дает лучшее заполнение сечения обмоток проводом, и при введении после каждого слоя изолирующей бумажной прокладки имеет высокую электрическую прочность. Однако намотка в слой требует аккуратности и отнимает значительное время, а при тонком проводе (меньше 0,1 *мм*) и прокладках через каждый слой занимает больше места. Поэтому при диаметре провода ниже 0,1 *мм* намотку обычно производят вразброс.

При проводе с обычной эмалевой изоляцией (марок ПЭ, ПЭЛ) и намотке вразброс для уменьшения возможности образования короткозамкнутых витков, снижающих к. п. д. и коэффициент усиления и искажающих частотную характеристику трансформатора, в обмотки вводят по нескольку прокладок из тонкой бумаги. При проводе с высокопрочной эмалевой изоляцией (марки ПЭВ, ПЭМ) прокладки в обмотки можно не вводить.

При диаметре провода 0,3 *мм* и выше намотку производят в слой, так как при толстом проводе это не представляет затруднений.

Между обмотками трансформатора обычно имеется напряжение источника анодного (коллекторного) питания. Для предотвращения возможности короткого замыкания источника питания между обмотками вводят изоляцион-

ную прокладку из бумаги, лакоткани или другого изолирующего материала; толщина этой прокладки зависит от напряжения между обмотками. После намотки обмоток испытывают электрическую прочность междуобмоточной изоляции, приложив между обмотками переменное напряжение, величину которого выбирают в зависимости от рабочего напряжения (см. табл. 10-4). Необходимая толщина междуобмоточной изоляции и испытательное напряжение, прикладываемое как между обмотками, так и между каждой из обмоток и сердечником трансформатора, указаны в табл. 10-4.

Таблица 10-4

Минимальная толщина гильзы каркаса, щек, междуобмоточной изоляции и испытательное напряжение для сигнальных трансформаторов

Рабочее напряжение между обмотками, *в*	Испытательное напряжение, $в_{эфф}$	Толщина гильзы каркаса, *мм*	Толщина крайних щек, *мм*	Толщина средних щек, *мм*	Толщина междуобмоточной изоляции, *мм*
50	220	0,3	0,5	0,3	0,03—0,06
150	600	0,6	1	0,6	0,15—0,2
300	1 000	1	1,5	1	0,3—0,5
1 000	3 000	1,5	3	1,5	1—1,5

Если указанная в табл. 10-4 толщина гильзы или щек не обеспечивает достаточной механической прочности катушки, толщину увеличивают до необходимой величины.

Для проверки, поместятся ли обмотки в окне сердечника, рассчитывают место, занимаемое обмотками, гильзой и изоляцией. Для этого находят чистую высоту намотки $h_н$, вычтя при бескаркасной намотке из высоты окна сердечника h (рис. 10-5) с обеих сторон расстояние, оставляемое для предотвращения сползания крайних витков; это расстояние берут до 1 *мм* для миниатюрных трансформаторов (Ш-3) до 5 *мм* для больших (Ш-40). При намотке на каркас находят $h_н$, вычтя из расстояния между крайними щеками общую толщину средних щек, если они имеются.

После этого при намотке вразброс определяют занимаемую каждой из обмоток площадь Q:

$$Q_1 = \frac{d_{1из}^2 w_1}{k_{з1}}; \quad Q_2 = \frac{d_{2из}^2 w_2}{k_{з2}}, \qquad (10\text{-}16)$$

где $d_{из}$ — диаметр провода обмотки с изоляцией;

w — число витков обмотки;

$k_з$ — коэффициент заполнения, зависящий от диаметра провода, его натяжения при намотке, формы сечения гильзы, на которую наматывают обмотки, и других факторов.

Средние значения $k_з$ для намотки на гильзу прямоугольного сечения и различных диаметров провода даны в табл. 10-5. При стержневом трансформаторе с двумя катушками в формулу (10-16) подставляют половину числа витков обмоток.

Таблица 10-5

Коэффициент заполнения $k_з$ площади сечения обмотки проводом при намотке на гильзу (каркас) прямоугольного сечения

Диаметр провода без изоляции, *мм*	$k_з$ при намотке вразброс без прокладок	$k_з$ при намотке вразброс с прокладками из тонкой бумаги
0,03	0,65	0,5
0,05	0,68	0,53
0,1	0,72	0,62
0,2	0,75	0,7
0,3	0,8	0,75

Толщину намотки обмоток a находят, поделив площадь сечения обмотки Q на чистую высоту намотки $h_н$:

$$a_1 = \frac{Q_1}{h_н}; \quad a_2 = \frac{Q_2}{h_н}. \tag{10-17}$$

Толщину катушки a_0 определяют как сумму толщины обмоток, толщины гильзы каркаса $\delta_к$ и толщины междуобмоточной изоляции $\delta_и$:

$$a_0 = a_1 + a_2 + \delta_к + \delta_и. \tag{10-18}$$

При намотке в слой находят число витков первичной и вторичной обмоток в слое из выражения

$$w_{1сл} = \frac{h_н}{d_{1из}}; \quad w_{2сл} = \frac{h_н}{d_{2из}}, \tag{10-19}$$

а затем определяют число слоев первичной p_1 и вторичной p_2 обмоток:

$$p_1 = \frac{w_1}{w_{1сл}}; \quad p_2 = \frac{w_2}{w_{2сл}}, \tag{10-20}$$

где w_1 и w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток,

При стержневом трансформаторе с двумя катушками в формулу (10-20) подставляют половину числа витков обмоток.

Толщину обмоток при намотке в слой рассчитывают по формулам:

$$a_1 = (1{,}2 \div 1{,}4)\,[p_1 d_{1из} + \delta_{1пр}(p_1 - 1)];$$

$$a_2 = (1{,}2 \div 1{,}4)\,[p_2 d_{2из} + \delta_{2пр}(p_2 - 1)], \qquad (10\text{-}21)$$

где $\delta_{1пр}$ и $\delta_{2пр}$ — толщина бумажных прокладок между слоями первичной и вторичной обмоток, которую берут порядка 0,2 диаметра провода обмотки, но не тоньше 0,01 и не толще 0,15 *мм* (при намотке без прокладок $\delta_{пр}$ считают равным нулю).

Числовой коэффициент в простых скобках формулы (10-21), учитывающий выпучивание провода на плоской стороне гильзы, берут от 1,2 при толстом проводе и квадратном сечении сердечника до 1,4 при тонком проводе и $y_2 > y_1$. Найдя a_1 и a_2, по формуле (10-18), так же как и при намотке вразброс, рассчитывают толщину катушки a_0.

Если найденная из формулы (10-18) толщина катушки лежит в пределах от 0,7 b до 0,9 b для броневого трансформатора и в пределах от 0,35 b до 0,45 b для двухкатушечного стержневого трансформатора, то сердечник выбран правильно. Если толщина катушки превышает (0,9—0,95) b при броневой конструкции и выше (0,45—0,47) b при стержневом трансформаторе, то следует взять сердечник большего размера, вновь рассчитать число витков обмоток, диаметр провода и размещение обмоток, добиваясь того, чтобы толщина катушки лежала в указанных выше пределах. Если же толщина катушки получается меньше указанной, то сердечник велик; его следует заменить на меньший и вновь рассчитать обмотки, добиваясь их нормального размещения.

После расчета размещения обмоток трансформатора находят его индуктивность рассеяния (в генри) по данным конструктивного расчета:

$$L_s = \frac{k l_0 w_1^2 (a_1 + a_2 + 3\delta_и)}{10^8 (m - 1)^2 (h_1 + h_2)}, \qquad (10\text{-}22)$$

где k — числовой коэффициент, равный 0,7 при намотке одной обмотки поверх другой и равный 0,8 при чередовании обмоток (вмотке одной обмотки в другую);

l_0 — средняя длина витка трансформатора, *см*, взятая из таблицы сердечников для выбранного сердечника или рассчитанная по выражениям (10-14) и (10-15);

$\delta_и$ — суммарная толщина междуобмоточных изоляционных прокладок, *см*;

m — количество чередующихся частей обмоток на катушке (равное двум для обычной нечередующейся намотки);

h_1 и h_2 — высота первичной и вторичном обмоток, *см*.

Формула (10-22) относится к броневому трансформатору; при расчете индуктивности рассеяния двухкатушечного стержневого трансформатора, на каждой из катушек которого расположена половина первичной и половина вторичной обмотки, в формулу (10-22) подставляют половину числа витков первичной обмотки и полученный результат удваивают.

Если при $m=2$ полученная из формулы (10-22) индуктивность рассеяния меньше или равна индуктивности рассеяния, найденной из электрического расчета, то трансформатор делают с нечередующейся намоткой, т. е. одну обмотку располагают над другой. Если же полученная индуктивность рассеяния значительно больше найденной из электрического расчета, то одну из обмоток делят пополам и помещают другую обмотку между этими половинами. Это уменьшает индуктивность рассеяния трансформатора в 3—4 раза, так как в формуле (10-22) значение m при этом становится равным 3, и вдвое увеличивается толщина междуобмоточной изоляции.

При необходимости небольшого изменения индуктивности рассеяния трансформатора можно изменить толщину изоляции между обмотками; при чередующейся намотке для этой цели разделенную обмотку делят на неодинаковые части [1].

После окончания расчета размещения обмоток полезно уточнить омическое сопротивление обмоток, найдя точные значения средней длины витка первичной и вторичной обмоток по эскизу разреза катушки трансформатора перпендикулярно ее оси, вычерченному в масштабе. При построении частотной характеристики и расчете коэффициентов частотных искажений на высшей и низшей частоте для каскада с рассчитанным конструктивно трансформатором пользуются значениями L_1 и L_s, найденными по конструк-

[1] Подробнее см. в книге Г. С. Цыкина «Трансформаторы низкой частоты», стр. 316—318, Связьиздат, 1955.

тивным данным; величину L_s находят по формуле (10-22), пользуясь эскизом разреза катушки, а L_1 (в генри) определяют по выражению

$$L_1 = \frac{1,26\mu q_c w_1^2}{10^8 l_c}, \qquad (10\text{-}23)$$

в которое все размеры подставляют в сантиметрах; значение μ берут то, которое использовалось для расчета числа витков первичной обмотки.

10-2. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ДРОССЕЛЕЙ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ

Дроссели высокочастотной коррекции конструктивно выполняются в виде однослойной (реже — многослойной) катушки, наматываемой на трубке из пластмассы или другого изолирующего материала с наружным диаметром 4—8 *мм*; для усилителей с малогабаритными деталями диа-

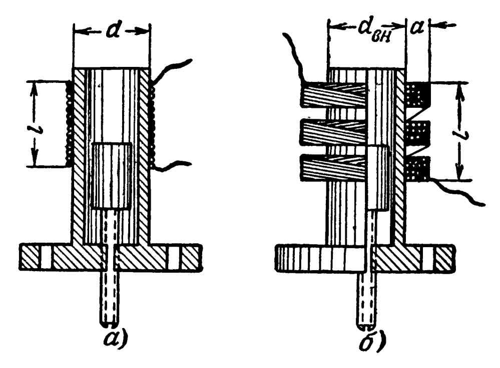


Рис. 10-12. Конструкция дросселей высокочастотной коррекции.
а — однослойного; *б* — многослойного.

метр трубки берут 4—5 *мм*, а для усилителей с обычными деталями 6—8 *мм*. Для подгонки характеристики каскада к расчетной дроссели высокочастотной коррекции нередко снабжают цилиндрическим подстроечным сердечником из высокочастотного магнитного материала (например, карбонильного железа), перемещаемого в катушке дросселя с помощью винта (рис. 10-12). Размеры сердечника берут такими, чтобы при полном введении в катушку он увеличивал ее индуктивность в 1,4—1,7 раза; при этом расчет числа витков дросселя производят, исходя из индуктивности, в 1,2—1,3 раза меньшей найденной из расчета каскада.

Для однослойных дросселей высокочастотной коррекции применяют провод с эмалевой (ПЭЛ, ПЭВ,) или шелкэмалевой (ПЭЛШО) изоляцией. Диаметр провода дросселя определяется только его необходимой механической прочностью и удобством намотки. Длину намотки l обычно берут от 1,2 до 2,5 диаметров дросселя d.

Расчет числа витков однослойного дросселя высокочастотной коррекции производят по выражению

$$w = \frac{6,7}{d}\sqrt{L(d + 2,22l)}, \qquad (10\text{-}24)$$

где L — индуктивность дросселя, *мкгн*;
l и d — размеры дросселя, *см*.

Найдя число витков, определяют необходимый диаметр провода с изоляцией (в миллиметрах):

$$d_{\text{из}} = \frac{10l}{w}, \qquad (10\text{-}25)$$

после чего останавливаются на ближайшем стандартном диаметре, уточняют длину намотки l, и подставив уточненную длину в формулу (10-24), определяют число витков более точно.

Если при расчете по формуле (10-25) диаметр провода с изоляцией получается меньше 0,07—0,08 *мм*, то однослойный дроссель будет иметь недостаточную механическую прочность; в этом случае дроссель высокочастотной коррекции делают многослойным.

Для намотки многослойных дросселей наилучшим является провод с шелк-эмалевой изоляцией, дающей небольшую собственную емкость дросселя и не образующий короткозамкнутых витков. Можно использовать также и провод с высокопрочной эмалевой изоляцией, но при нем собственная емкость дросселя будет больше.

Для уменьшения собственной емкости многослойных дросселей высокочастотной коррекции их обмотку делят на 3—5 соединенных последовательно секций, наматываемых в слой или вразброс на круглый каркас из изоляционного материала с отверстием для подстроечного сердечника (рис. 10-12,*б*). Еще меньшую емкость дает намотка секций способом «универсаль» на такую же трубку, как для однослойного дросселя.

Выбрав наружный диаметр трубки (внутренний диаметр намотки) $d_{\text{вн}}$ на основании тех же соображений, что и для однослойного дросселя, задаются толщиной намотки

a порядка (0,3—0,6) $d_{вн}$, длиной намотки l порядка (1,5—3) $d_{вн}$ и находят необходимое число витков многослойного дросселя:

$$w = \frac{6,12}{d_{вн} + a} \sqrt{L(d_{вн} + 3l + 4,33a)}, \qquad (10\text{-}26)$$

где L — расчетная индуктивность дросселя, *мкгн*;
$d_{вн}$, a и l — размеры дросселя, *см*.

Формула (10-26) дает хорошую точность, если расстояние между секциями дросселя много меньше ширины самой секции (в противном случае число витков получается немного завышенным).

Найдя число витков многослойного дросселя по формуле (10-26), подбирают марку провода и его диаметр по стандарту на обмоточные провода таким образом, чтобы обмотка уместилась в выбранные размеры. Уточнив размеры обмотки и подставив уточненные значения в формулу (10-26), находят число витков более точно.

10-3. ПРИМЕРЫ КОНСТРУКТИВНОГО РАСЧЕТА

Пример 10-1. Проделаем конструктивный расчет выходного трансформатора для транзисторного двухтактного оконечного каскада стационарного усилителя звуковых частот с выходной мощностью $P_2 = 10$ *вт*, работающего в режиме B.

Электрические данные каскада и трансформатора следующие: напряжение питания $E_к = 12$ *в*; амплитуда выходного напряжения плеча $U_{1mп} = 11,6$ *в*; омическое сопротивление плеча первичной обмотки $r_{1п} = 0,495$ *ом*; омическое сопротивление вторичной обмотки $r_2 = 0,74$ *ом*; к. п. д. трансформатора $\eta_{тр} = 0,85$; коэффициент трансформации плеча $n_п = 1,435$; сопротивление нагрузки плеча $R_{к\sim п} = 5,7$ *ом*; низшая рабочая частота $f_н = 100$ *гц*; необходимая индуктивность половины первичной обмотки $L_{1п} = 0,0167$ *гн*; допустимая индуктивность рассеяния плеча $L_{sп} = 0,001$ *гн*; индуктивность рассеяния между половинами первичной обмотки для снижения перенапряжений на транзисторах должна практически отсутствовать.

Так как трансформатор двухтактный и постоянного подмагничивания не имеет, берем для сердечника трансформаторную сталь марки Э310, Э320 или Э330 толщиной 0,35—0,5 *мм*, что допустимо для низшей частоты 100 *гц*. Согласно табл. 10-3 для мощности 10 *вт* при стали Э42 допустима индукция 7 000 *гс*; при стали Э310—Э330 возьмем индукцию в 1,15 раза выше, равную 8 000 *гс*. Взяв для звуковой передачи динамический диапазон сигнала $Д_с = 100$, найдем, что индукция на низшей частоте при минимальном сигнале составит $\frac{8\,000}{100} = 80$ *гс*; из графика на рис. 10-6 находим, что стали Э310—Э330 при $B_m = 80$ *гс* имеют $\mu = 1\,300$. Отсюда по формулам (10-7) найдем A и D:

$$A = \frac{3,41 \cdot 0,0167}{1\,300 \cdot 0,495} = 8,85 \cdot 10^{-5};$$

$$D=\frac{1+1{,}41\cdot 0{,}85}{8\,000\cdot 100}\sqrt{\frac{10}{0{,}85(1-0{,}85)}}=2{,}44\cdot 10^{-5}.$$

Так как усилитель стационарный, сердечник для трансформатора берем наименьшей стоимости. В приложении 4 находим, что подходящим как по A, так и по D является сердечник Ш-14×28, имеющий: $A=13{,}1\cdot 10^{-5}$; $D=2{,}36\cdot 10^{-5}$; $q_c=3{,}45$ *см*²; $l_c=7{,}92$ *см*; $l_0=11$ *см*; $h=25$ *мм*; $b=9$ *мм*.

При этом сердечнике необходимое число витков первичной обмотки согласно формул (10-9) составит:

$$w_{1п}=8{,}92\cdot 10^{-3}\sqrt{\frac{0{,}0167\cdot 7{,}92}{1\,300\cdot 3{,}45}}\approx 49 \text{ витков};$$

$$w_{1п}=\frac{1{,}59\cdot 10^{7}\cdot 11{,}6\,(5{,}7-0{,}495)}{8\,000\cdot 100\cdot 3{,}45\cdot 5{,}7}=61 \text{ виток}.$$

Взяв большее значение из найденных, определяем число витков вторичной обмотки $w_2=w_{1п}n_п=61\cdot 1{,}435=88$ витков. Диаметр провода первичной и вторичной обмоток находим по уравнению (10-13):

$$d_1=0{,}015\sqrt{\frac{61\cdot 11}{0{,}495}}=0{,}552 \text{ мм};$$

$$d_2=0{,}015\sqrt{\frac{88\cdot 11}{0{,}74}}=0{,}542 \text{ мм}.$$

Из приложения 3 выбираем для обеих обмоток ближайший стандартный провод диаметром 0,55 *мм* с высокопрочной эмалевой изоляцией марки ПЭВ-2, так как намотку первичной обмотки будем производить в два провода для уничтожения индуктивности рассеяния между ее половинами, что уменьшает перенапряжения и дополнительные искажения в режиме В. Провод ПЭВ-2 при $d=0{,}55$ *мм* имеет максимальный диаметр с изоляцией $d_{из}=0{,}62$ *мм*.

При длине каркаса на 0,5 *мм* меньше высоты окна h и толщине щек 2 *мм* чистая высота намотки $h_н$ составит $25-0{,}5-2\cdot 2=20{,}5$ *мм*; число витков обмоток в слое $w_{сл}$ и число слоев первичной p_1 и вторичной p_2 обмоток при этом будут:

$$w_{сл}=\frac{20{,}5}{0{,}62}=33 \text{ витка};$$

$$p_1=\frac{61\cdot 2}{33}=3{,}7\approx 4 \text{ слоя};$$

$$p_2=\frac{88}{33}=2{,}67\approx 3 \text{ слоя}.$$

Бумажные прокладки между слоями при таком малом напряжении питания в проводе ПЭВ не нужны, и толщину первичной и вторичной обмоток найдет по формулам (10-21), приняв толщину прокладок равной нулю и числовой коэффициент равным 1,3:

$$a_1=1{,}3\cdot 4\cdot 0{,}62=3{,}23 \text{ мм};\quad a_2=1{,}3\cdot 3\cdot 0{,}62=2{,}42 \text{ мм}.$$

При толщине гильзы каркаса 1 *мм* и толщине междуобмоточной изоляции 0,3 *мм*, что вполне достаточно в данном случае, получим полную толщину катушки:

$$a_0 = 1 + 3{,}23 + 0{,}3 + 2{,}42 \approx 7\ мм,$$

что составляет 0,78 b, и, следовательно, выбранный сердечник для трансформатора подходит.

Так как обмотки имеют одинаковый диаметр, то безразлично, какую из них расположить сверху. Индуктивность половины первичной обмотки рассчитанного трансформатора и его индуктивность рассеяния найдем из формул (10-23) и (10-22):

$$L_{1п} = \frac{1{,}26 \cdot 1\,300 \cdot 3{,}45 \cdot 61^2}{10^8 \cdot 7{,}92} = 0{,}0264\ гн;$$

$$L_{sп} = \frac{0{,}7 \cdot 11 \cdot 61^2 (0{,}323 + 0{,}242 + 3 \cdot 0{,}03)}{10^8 \cdot 1^2 (2{,}05 + 2{,}05)} \approx 43 \cdot 10^{-6}\ гн.$$

Частотные искажения, вносимые трансформатором на низшей рабочей частоте, и частотная характеристика каскада на нижних частотах определятся найденным значением $L_{1п}$; ввиду малого значения $L_{sп}$ по сравнению с допустимой величиной частотная характеристика каскада на верхних частотах определится частотными свойствами примененных в нем транзисторов.

Пример 10-2. Рассчитаем выходной трансформатор для однотактного выходного каскада малогабаритного лампового усилителя с выходной мощностью $P_2=0{,}05$ *вт* и низшей рабочей частотой 200 *гц*, работающего в режиме А.

Данные каскада и трансформатора следующие: напряжение анодного питания $E_а=50$ *в*; постоянная составляющая тока в первичной обмотке трансформатора $I_{1ср}=5$ *ма*; амплитуда напряжения сигнала на первичной обмотке $U_{1m}=26{,}4$ *в*; сопротивление первичной обмотки $r_1=656$ *ом*; сопротивление вторичной обмотки $r_2=0{,}416$ *ом*; значение коэффициента c из формул (5-30) равно 0,6; к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}=0{,}75$; коэффициент трансформации $n=0{,}0195$; сопротивление нагрузки анодной цепи $R_{а\sim}=7\,000$ *ом*; необходимая индуктивность первичной обмотки $L_1=7{,}5$ *гн*; допустимая индуктивность рассеяния $L_s=0{,}4$ *гн*.

Так как трансформатор имеет постоянное подмагничивание, малую мощность и предназначен для малогабаритного усилителя, берем для сердечника 45—50%-ный пермаллой толщиной 0,2—0,35 *мм*, что для низшей частоты 200 *гц* является допустимым Рассчитав произведение $L_1 I_{1ср}^2$, равное в данном случае $1{,}88 \cdot 10^{-4}$, из графика на рис. 10-7 найдем , что при таком подмагничивании 45%-ный пермаллой имеет $\mu_{э.н\,пр}=680$; допустимую индукцию $B_{mн}$ согласно табл. 10-3 возьмем равной 2 500 *гс*. Отсюда по формулам (10-6) определим A и D:

$$A = \frac{(1 + 0{,}6)\,7{,}5}{680 \cdot 656} = 2{,}69 \cdot 10^{-5};$$

$$D = \frac{1 + 0{,}6 \cdot 0{,}75}{2\,500 \cdot 200} \sqrt{\frac{0{,}05}{0{,}6 \cdot 0{,}75\,(1 - 0{,}75)}} = 1{,}94 \cdot 10^{-6}.$$

Из приложения 4 находим, что подходящим как по A, так и по D является сердечник наименьшего веса Ш-5×10, имеющий $h=17$ *мм*, $b=6$ *мм*, $q_с=0{,}44$ *см*^{2}, $l_с=4{,}5$ *см* и $l_0=4{,}9$ *см*. Необходимое число витков

первичной обмотки при использовании этого сердечника согласно выражений (10-9) составит:

$$w_1 = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{7{,}5 \cdot 4{,}5}{680 \cdot 0{,}44}} = 3\,000 \text{ витков};$$

$$w_1 = \frac{1{,}59 \cdot 10^7 \cdot 26{,}4\,(7\,000 - 656)}{2\,500 \cdot 200 \cdot 0{,}44 \cdot 7\,000} = 1\,730 \text{ витков.}$$

Остановившись, как всегда, на большем числе витков, уточним его, так как в первую формулу входит приближенное значение эквивалентной начальной проницаемости. Ампер-витки постоянного подмагничивания на сантиметр длины сердечника согласно выражению (10-10) будут:

$$aw_0 = \frac{3\,000 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1}{4{,}5} = 3{,}33.$$

Из графика на рис. 10-8,*а* найдем, что для такой величины aw_0 точное значение $\mu_{э\,н}$ составит примерно 730; подставив это значение в формулу (10-9а) и пересчитав число витков первичной обмотки, получим $w_1 = 2\,890$. Число витков вторичной обмотки в этом случае составит:

$$w_2 = w_1 n = 2\,890 \cdot 0{,}0195 = 56 \text{ витков.}$$

Необходимая толщина немагнитного зазора в сердечнике будет:

$$\delta_z = \frac{z l_с}{200} = \frac{0{,}06 \cdot 4{,}5}{200} = 1{,}35 \cdot 10^{-3}\ см = 0{,}0135\ мм,$$

так как значение z, найденное из графика на рис. 10-8,*б*, для 45%-ного пермаллоя при $aw_0 = 3{,}33$ составляет 0,06%. При такой малой величине зазора прокладку между частями сердечника вводить не нужно; неровности пластин обеспечат зазор такого порядка.

Диаметр провода обмоток найдем по формуле (10-13):

$$d_1 = 0{,}015 \sqrt{\frac{2\,890 \cdot 4{,}9}{656}} = 0{,}0697\ мм;$$

$$d_2 = 0{,}015 \sqrt{\frac{56 \cdot 4{,}9}{0{,}416}} = 0{,}385\ мм.$$

Ближайшими стандартными диаметрами согласно приложению 3 будут 0,07 и 0,38 *мм*; взяв провод ПЭЛ, из того же приложения узнаем, что диаметр провода первичной и вторичной обмоток с изоляцией составит: $d_{1из} = 0{,}085$ *мм*; $d_{2из} = 0{,}42$ *мм*. При толщине щек каркаса по 1 *мм* и длине каркаса на 0,5 *мм* меньше высоты окна чистая высота намотки $h_н = 17 - 2 \cdot 1 - 0{,}5 = 14{,}5$ *мм*. При намотке первичной обмотки вразброс с прокладками из тонкой (конденсаторной) бумаги ее толщина определится согласно формулам (10-16) и (10-17) как

$$Q_1 = \frac{0{,}085^2 \cdot 2\,890}{0{,}57} = 36{,}7\ мм^2; \quad a_1 = \frac{36{,}7}{14{,}5} = 2{,}53\ мм;$$

значение $k_{з1} \approx 0{,}57$ берем на основании табл. 10-5 для провода 0,07 *мм* и намотки вразброс с прокладками.

Толстую вторичную обмотку расположим сверху. Чтобы при намотке она не смяла тонкую первичную обмотку, между обмотками проложим два слоя прочной кабельной бумаги толщиной 0,12 *мм*; для напряжения питания 50 *в* это более чем достаточно. Вторичную обмотку намотаем в слой, проложив между слоями ту же бумагу 0,12 *мм*; при этом число витков в слое, число слоев и толщина вторичной обмотки составят:

$$w_{2сл} = \frac{14,5}{0,42} \approx 34 \text{ витка}; \quad p_2 = \frac{56}{34} \approx 2 \text{ слоя};$$

$$a_2 = 1,3\,[2 \cdot 0,42 + 0,12\ (2-1)] = 1,25 \text{ мм}.$$

При толщине гильзы каркаса $\delta_к = 0,5$ *мм* вместе с зазором от стержня сердечника толщина катушки будет:

$$a_0 = a_1 + a_2 + \delta_к + \delta_и = 2,53 + 1,25 + 0,24 + 0,5 =$$

$$= 4,52 \text{ мм} \approx 0,75\, b,$$

что можно считать нормальным.

Рассчитав индуктивность рассеяния сконструированного трансформатора по формуле (10-22), убедимся, что она составляет 0,044 *гн*, что много меньше допустимого значения; поэтому обмотки трансформатора оставляем нечередующимися. Индуктивность первичной обмотки в данном случае проверять не нужно, так как число витков первичной обмотки найдено, исходя из заданного ее значения.

Пример 10-3. Рассчитаем дроссель высокочастотной коррекции для малогабаритного широкополосного каскада (пример 5-13), имеющий индуктивность 7,25 *мкгн* и снабженный подстроечным сердечником, позволяющим изменять индуктивность дросселя на ±25%.

При выведенном из катушки дросселя подстроечном сердечнике дроссель должен иметь индуктивность, равную 7,25(1—0,25) ≈ 5,5 *мкгн*; на эту индуктивность и рассчитываем дроссель.

Задавшись наружным диаметром трубки дросселя $d = 0,5$ *см* (ввиду его использования в малогабаритном каскаде) и длиной намотки провода $l = 1,5\,d = 0,75$ *см*, найдем необходимое число витков

$$w = \frac{6,7}{d}\sqrt{L\,(d + 2,22l)} = \frac{6,7}{0,5}\sqrt{5,5\,(0,5 + 2,22 \cdot 0,75)} = 46 \text{ витков}$$

необходимый диаметр провода с изоляцией

$$d_{из} = \frac{10l}{w} = \frac{10 \cdot 0,75}{46} = 0,163 \text{ мм}.$$

Подходящим является провод ПЭЛ диаметром 0,14 *мм* (см. приложение 3), имеющий диаметр с изоляцией 0,16 *мм;* при использовании этого провода длина намотки будет 46 · 0,16 = 7,36 *мм*, а не 7,5 *мм*, как предполагалось раньше. Кроме того, средний диаметр витков дросселя составит не 5, а 5,16 *мм*; подставив эти уточненные данные снова в формулу (10-24), найдем, что число витков дросселя должно быть равно 44.

Для изменения индуктивности дросселя в указанных пределах достаточно снабдить его цилиндрическим подстроечным сердечником из карбонильного железа диаметром порядка 3,5 и длиной 5—7 *мм*.

Глава одиннадцатая

ПРОВЕРКА И ИСПЫТАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

11-1. ПОРЯДОК ПРОВЕРКИ И НАЛАДКИ ГОТОВОГО УСИЛИТЕЛЯ

После изготовления или ремонта усилителя необходимо проверить его исправность и соответствие предъявляемым к нему требованиям. Готовый усилитель следует тщательно осмотреть и убедиться, что монтаж его закончен, пайки и соединения исправны, все лампы или транзисторы находятся на своих местах.

Перед включением источников питания к только что смонтированному усилителю необходимо тщательно проверить правильность его монтажа и убедиться, что последний в точности соответствует принципиальной схеме усилителя. Проверку соединений схемы удобно производить универсальным измерительным прибором (тестером), включив его на измерение сопротивления (на одну из шкал «омы»).

При отсутствии тестера для проверки соединений можно использовать миллиамперметр или микроамперметр постоянного тока, включив последовательно с ним гальванический элемент любого типа или батарейку от карманного фонаря и сопротивление такой величины, чтобы при замыкании цепи стрелка прибора отклонилась на всю или почти всю шкалу. Разомкнутыми концами такого «пробника» можно проверять наличие соединения между любыми точками схемы, а по отклонению стрелки прибора даже и судить о величине сопротивления между ними.

Убедившись в исправности монтажа схемы и ее деталей можно включать питание усилителя. Включение цепи накала ламповых усилителей можно производить сразу на нормальное напряжение; включение же цепи анодного (коллекторного) питания для предотвращения выхода из строя неправильно включенных деталей, транзисторов или самого источника питания желательно производить через плавно выводимый реостат, последовательно с которым включают прибор, показывающий ток, потребляемый проверяемым усилителем. Сопротивление реостата следует взять не меньше сопротивления анодной (коллекторной) цепи усилителя постоянному току, равного отношению расчетного напряжения питания к току питания усилителя; при этом даже при наличии короткого замыкания в усили-

теле источник питания при включении не будет перегружен. При отсутствии подходящего реостата включение можно произвести через постоянное сопротивление указанной величины.

Если при включении источника анодного (коллекторного) питания через введенный реостат или сопротивление потребляемый усилителем ток значительно меньше расчетного и увеличивается при постепенном выведении реостата, не превосходя расчетного значения при полностью выведенном реостате, то можно приступить к дальнейшей проверке усилителя. Если же при включении через сопротивление ток превосходит ожидаемое значение или он возрастает выше расчетной величины при постепенном выведении реостата, то следует убедиться в отсутствии короткого замыкания питаемой цепи, а затем проверить потребление тока отдельными каскадами или цепями усилителя, не выключая сопротивления или реостата, найти неисправность и устранить ее.

Потребление тока отдельными цепями удобно измерять, не отключая цепи, по падению напряжения на каком-либо из ее омических сопротивлений (сопротивлении катодного смещения, коллекторной нагрузки, обмотки трансформатора и т. п.). При этом нужно учитывать, что параллельно сопротивлению, к которому подключают измерительный прибор (ламповый вольтметр, тестер), присоединяется входное сопротивление этого прибора, что отражается на его показаниях и изменяет режим цепи.

Дальнейшую проверку усилителя производят на отсутствие самовозбуждения и прохождение сигнала от входа к выходу. Для проверки на отсутствие самовозбуждения (генерации) при включенной на выходе усилителя расчетной нагрузке присоединяют сначала к его выходным, а затем к входным зажимам бумажный конденсатор большой емкости (0,25—2 *мкф*). Если при включении и выключении этого конденсатора ток анодной (коллекторной) цепи усилителя совершенно не изменяется, то значит, усилитель не самовозбуждается. Если же ток при этом меняется, то принимают меры к устранению самовозбуждения, описанные в § 9-4. Вместо присоединения конденсатора к входу и выходу усилителя можно замыкать накоротко и размыкать входную и выходную цепи.

Добившись отсутствия самовозбуждения, проверяют прохождение сигнала через усилитель, для чего к его выходу подключают громкоговоритель или головной телефон

и касаются отверткой или проволочкой входного зажима усилителя, несущего потенциал сигнала (при симметричном входе — любого из зажимов); при касании должен быть слышен щелчок, а при наличии в помещении сети переменного тока — также и фон переменного тока. Если щелчок отсутствует, то касаются всех управляющих электродов усилительных элементов по очереди, начиная с последнего (выходного); обнаружив каскад, на котором прохождение сигнала прекращается, принимают меры к обнаружению и устранению неисправности.

11-2. ИСПЫТАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

Убедившись в прохождении сигнала через усилитель, приступают к его испытанию. Важнейшими испытаниями, позволяющими судить об исправности усилителя, являются: определение коэффициента усиления усилителя, измерение его максимальной выходной мощности (или макси-

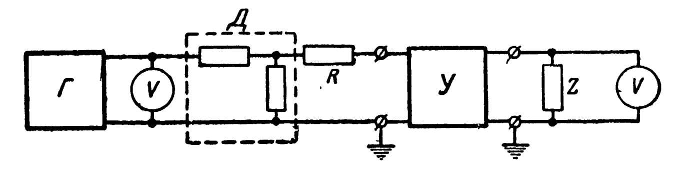


Рис. 11-1. Блок-схема испытания усилителя.

мального выходного напряжения) и проверка частотной характеристики.

Для проведения этих испытаний необходим генератор синусоидальных сигналов *Г* (рис. 11-1) с регулировкой выходного напряжения и плавным или скачкообразным изменением частоты в диапазоне, не меньшем диапазона рабочих частот усилителя, и вольтметр *V* для измерения выходного напряжения во всем диапазоне рабочих частот с достаточно большим входным сопротивлением, чтобы не вызывать заметной дополнительной нагрузки усилителя; подходящим для этой цели является ламповый вольтметр. Очень желательным также является использование электронного осциллоскопа, позволяющего судить о вносимых усилителем нелинейных искажениях.

При испытании усилителя на его вход подают синусоидальное напряжение от генератора *Г* через делитель *Д* с известным коэффициентом деления и низким выходным

сопротивлением (несколько ом или десятков ом). Современные измерительные генераторы обычно содержат делитель с переменным коэффициентом деления; если же делитель у генератора отсутствует, то его можно собрать из двух непроволочных сопротивлений. Коэффициент деления выбирают таким, чтобы на входе делителя удобно было измерять напряжение имеющимся вольтметром при напряжении сигнала, подводимом к входу усилителя.

При снятии частотной характеристики к входу усилителя подводят э. д. с. сигнала в 3—10 раз меньше максимального расчетного значения; это делают для того, чтобы возможные неровности частотной характеристики не были сглажены верхним загибом амплитудной характеристики усилителя и чтобы частотная характеристика выходного трансформатора на нижних частотах, наихудшая при слабых сигналах, не получилась лучше действительной.

Подводимую к входу усилителя э. д. с. при снятии частотной характеристики поддерживают постоянной на всех частотах при помощи регулятора выходного напряжения генератора, контролируя ее ламповым вольтметром на входе делителя. Контроль напряжения, поступающего на делитель, обычно производится вольтметром, предусмотренным для этой цели в генераторе; если же вольтметр в генераторе отсутствует, то напряжение на входе делителя контролируют вольтметром, измеряющим выходное напряжение усилителя, переключая его для этой цели на вход делителя.

Во входную цепь испытуемого усилителя при снятии частотной характеристики включают последовательно сопротивление R, которое в сумме с выходным сопротивлением делителя составляет расчетное значение сопротивления источника сигнала, для работы от которого предназначен данный усилитель. Выходную цепь усилителя нагружают сопротивлением Z (если необходимо, то с включенной параллельно емкостью), составляющим вместе с параллельно включенным вольтметром V расчетную нагрузку усилителя $Z_н$.

Для получения при измерениях правильных результатов схема испытания усилителя не должна отличаться от действительных условий его работы. Например, если усилитель предназначен для работы от несимметричного источника сигнала на несимметричную же нагрузку, то измерительный генератор и вольтметр также должны быть несимметричными; усилитель же с симметричными входом и выходом

должен испытываться при помощи симметричных генератора и вольтметра.

При помощи схемы на рис. 11-1 можно произвести все основные испытания усилителя. Для снятия частотной характеристики устанавливают частоту генератора равной низшей частоте, начиная с которой хотят снять характеристику, и устанавливают на входе делителя напряжение, которое, будучи поделено на коэффициент деления делителя, даст необходимое значение э. д. с. на входе усилителя. Записав показания вольтметра на выходе усилителя, изменяют частоту генератора, вновь устанавливают прежнее значение напряжения на входе делителя (если оно изменилось) и снова записывают показания выходного вольтметра. Указанные действия повторяют до той частоты, до которой необходимо снять характеристику.

Нанеся на горизонтальной оси прямоугольной системы координат частоту в логарифмическом масштабе (или логарифм частоты в линейном масштабе, что то же самое), по вертикали в линейном масштабе откладывают на каждой из частот, на которых производилось измерение, значение выходного напряжения. Соединив плавной линией отложенные точки, получают частотную характеристику усилителя.

Частотная характеристика позволяет судить об исправности как усилителя гармонических, так и усилителя импульсных сигналов, так как частотная и переходная характеристики связаны между собой. Найдя по частотной характеристике верхнюю частоту $f_{в.г}$, на которой коэффициент усиления падает до 0,71 от значения на средних частотах, можно приближенно найти время установления усилителя:

$$t_{у.ус} \approx \frac{0{,}35 \div 0{,}4}{f_{в.г}}. \qquad (11\text{-}1)$$

Если частотная характеристика на нижних частотах заметно не падает на частоте, длительность периода которой (в секундах) в 20 раз превышает наибольшую длительность импульсов, на усиление которых рассчитан усилитель, то спад плоской вершины этих импульсов будет невелик. О наличии и величине выброса фронта импульса по виду частотной характеристики судить трудно; можно лишь сказать, что выброс мал или отсутствует при не имеющей подъема и медленно падающей на верхних частотах частотной характеристике. Более точно определить искажения, вносимые усилителем импульсных сигналов, можно лишь

при испытании его с помощью генератора прямоугольных импульсов и импульсного электронного осциллоскопа.

Проверку отдачи усилителем расчетной выходной мощности или расчетного выходного напряжения удобно производить по его амплитудной характеристике. Эту характеристику обычно снимают на частоте, лежащей в области средних рабочих частот усилителя; так, например, амплитудную характеристику усилителей звуковых частот обычно снимают на частоте от 400 до 1 000 *гц*.

Установив на генераторе выбранное значение частоты и подав на вход усилителя э. д. с. сигнала в 5—10 раз меньше максимальной расчетной, записывают показание выходного вольтметра. Увеличив входную э. д. с. в 1,5—2 раза, снова записывают показания выходного вольтметра. Указанные действия повторяют до получения выходной мощности или выходного напряжения, превышающих расчетные значения.

После этого наносят полученные данные в прямоугольной системе координат, откладывая по горизонтали значения входного напряжения или входной э. д. с., а по вертикали — соответствующие им значения выходного напряжения. Соединив плавной линией нанесенные точки, получают амплитудную характеристику усилителя. Верхний изгиб этой характеристики у исправного и правильно рассчитанного усилителя должен иметь место при выходной мощности или выходном напряжении, равном или немного больше максимальных расчетных значений.

При снятии амплитудной характеристики параллельно выходному вольтметру полезно включить электронный осциллоскоп. У исправного и правильно спроектированного усилителя форма сигнала на выходе на глаз не должна заметно отличаться от синусоидальной при подаче на вход синусоидального сигнала. Отсечка верхушки или верхушек синусоиды или появление других резких искажений формы выходного сигнала должны иметь место лишь при выходной мощности или выходном напряжении, превышающих максимальные расчетные значения.

Для определения уровня собственных помех усилителя замыкают накоротко концы входного делителя, идущие к измерительному генератору. При достаточной чувствительности выходного вольтметра он при этом покажет напряжение собственных помех усилителя, складывающееся из собственных шумов последнего, наводок и фона переменного тока.

При необходимости определения коэффициента гармоник усилителя к его выходу параллельно нагрузке подключают измеритель нелинейных искажений (ИНИ), по которому и отсчитывают коэффициент гармоник. Измерение коэффициента гармоник обычно производят на средних частотах при отдаче усилителем расчетной величины выходной мощности или при максимальном расчетном выходном напряжении. При измерении коэффициента гармоник для получения правильных результатов необходимо пользоваться измерительным генератором, имеющим коэффициент гармоник, в несколько раз меньший коэффициента гармоник измеряемого усилителя.

При налаживании усилителей с отрицательной обратной связью иногда приходится снимать как частотную, так и фазовую характеристику петлевого усиления (цепи βK). Для этого цепь обратной связи отсоединяют от входа, включив, если необходимо, как во входную цепь, так и на выход цепи обратной связи эквиваленты сопротивления отключенных цепей. Частотную характеристику цепи βK снимают так же, как и частотную характеристику усилителя. Для снятия фазовой характеристики можно пользоваться или специальным фазометром, или обычным электронным осциллоскопом.

При использовании осциллоскопа как напряжение с выхода измерительного генератора, так и напряжение с выхода цепи βK желательно подавать непосредственно на вертикальные и горизонтальные отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки, а не на вход усилителей вертикального и горизонтального отклонения осциллоскопа, так как при использовании усилителей их фазовые сдвиги могут исказить результаты измерения. Фазовый сдвиг между входом и выходом цепи βK определяют по форме изображения на экране электронно-лучевой трубки. Для того, чтобы не допустить ошибку на угол, кратный 180°, снятие фазовой характеристики начинают со средних частот, где цепь βK не вносит фазовых сдвигов; повышая частоту, записывают значения фазового сдвига цепи βK на различных частотах. Дойдя до наивысшей частоты, возвращаются на средние частоты и снимают вторую половину фазовой характеристики, понижая частоту.

Глава двенадцатая

НОВЫЕ СПОСОБЫ УСИЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В последнее время разработан ряд принципиально новых методов усиления электрических сигналов. Примером усилителей, использующих такие методы, являются параметрические усилители, усилители с туннельными диодами, молекулярные усилители. Указанные типы усилителей имеют более низкий уровень собственных шумов, чем усилите-

ли с электронными лампами или транзисторами, а поэтому могут усиливать более слабые сигналы, что позволяет увеличить дальность передачи и приема электрических сигналов. Последнее очень важно для связи с космическими кораблями, спутниками и управления ими, для радиолокации, радиоастрономии и в ряде других случаев, а поэтому новые способы усиления находят все более широкое применение.

Наиболее распространенным типом параметрических усилителей являются диодные усилители. Для пояснений принципа их действия напомним, что энергия, запасенная заряженным электрическим конденсатором, определяется выражением

$$W = \frac{CU^2}{2}, \qquad (12\text{-}1)$$

где W — запасенная в конденсаторе энергия;
C — электрическая емкость конденсатора;
U — напряжение (потенциал) между пластинами конденсатора.

Если пластины заряженного конденсатора, отключенного от внешней цепи, раздвинуть настолько, чтобы его емкость уменьшилась, например, вдвое, то вследствие того, что его заряд (в кулонах) при отключенной внешней цепи остается неизменным, напряжение между его пластинами возрастет вдвое, будучи обратно пропорциональным емкости при неизменном заряде. По формуле (12-1) нетрудно убедиться, что при этом запасенная конденсатором энергия увеличится вдвое. Увеличение запасенной конденсатором энергии объясняется тем, что при раздвижении пластин конденсатора на преодоление их притяжения затрачивается механическая работа.

Если в цепь, к которой подведен слабый синусоидальный электрический сигнал, подлежащий усилению, ввести такой конденсатор с раздвигающимися пластинами и раздвигать пластины в моменты, когда синусоида проходит через максимум, а сдвигать их, когда она проходит через нуль, энергия сигнала в цепи возрастает за счет затраченной на раздвижение пластин энергии. В результате этого сигнал в цепи будет усилен.

На этом принципе и работают современные диодные параметрические усилители, изменение емкости конденсатора, усиливающего электрические сигналы, в них осуществляется не механическим путем при помощи раздвижения

пластин, а электрическим. В качестве конденсаторов с изменяющейся емкостью здесь используются специальные полупроводниковые диоды, емкость между электродами которых сильно уменьшается при увеличении приложенного между этими электродами запирающего напряжения. Для изменения емкости в такт с полупериодами усиливаемого сигнала к зажимам диода, кроме запирающего диод постоянного напряжения, подводят питающее напряжение «подкачки» или «накачки» с частотой, в простейшем случае вдвое превышающей частоту усиливаемых сигналов. При этом, если суммарное напряжение на диоде проходит через максимум в моменты, когда напряжение сигнала близко к наибольшему значению, и через минумум, когда напряжение сигнала близко к нулю, в цепи будет происходить усиление сигналов за счет энергии питающих источников.

Недостатком диодных усилителей является то, что для их питания требуется источник энергии высокой частоты. Достоинством их является низкий уровень тепловых шумов; это объясняется тем, что тепловые шумы создаются активной составляющей сопротивления цепи, тогда как сопротивление усилительных диодов имеет в основном реактивный (емкостный) характер при очень малой активной составляющей. Параметрические диодные усилители используются в настоящее время для усиления слабых электрических сигналов очень высоких частот (сотни мегагерц и выше).

Усилители с туннельными диодами используют для усиления электрических сигналов, выбирая участок вольт-амперной характеристики, на котором туннельный диод имеет отрицательное сопротивление. Вольт-амперная характеристика такого диода, получившего свое название из-за особого механизма движения носителей зарядов в нем, обусловленного квантовомеханическим туннельным эффектом, имеет вид, изображенный на рис. 12-1,*б*. На участке *АБ* при увеличении напряжения, приложенного к электродам диода, ток через диод не увеличивается, а падает; следовательно, на этом участке сопротивление диода переменному току отрицательно. Величина этого отрицательного сопротивления определяется углом наклона касательной к падающей части характеристики и в омах равна отношению отрезка, отсекаемого касательной на горизонтальной оси (в вольтах), к отрезку, отсекаемому на вертикальной оси (в амперах).

Если последовательно с туннельным диодом *ТД* включить источник постоянного напряжения *E* (рис. 12-1,*а*), источник усиливаемого сигнала с амплитудой напряжения на своих зажимах U_{cm} и омическое сопротивление *R*, по величине немного меньшее отрицательного сопротивления диода, то при расположении точки покоя диода (точка *0*) около середины падающего участка его характеристики при отсутствии сигнала нагрузочная прямая пересечет характеристику диода в точке покоя под углом, близким к углу

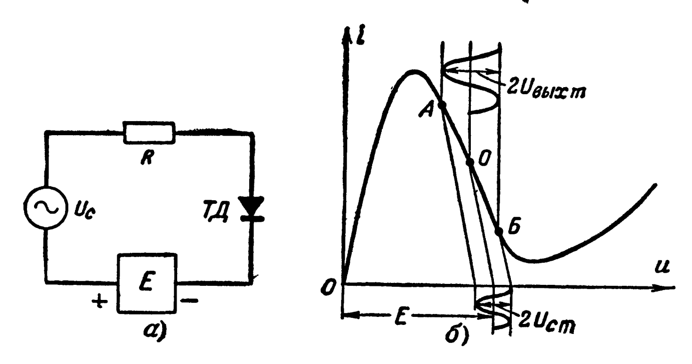


Рис. 12-1. Усиление электрических сигналов с помощью туннельного диода.

а — принципиальная схема; *б* — вольт-амперная характеристика диода и нагрузочные прямые.

наклона падающей части характеристики (средняя наклонная прямая на рис. 12-1,*б*). При размахе напряжения сигнала $2U_{cm}$ нагрузочная прямая будет перемещаться, не изменяя своего наклона, на эту величину вдоль горизонтальной оси, в результате чего точка ее пересечения с характеристикой диода также будет перемещаться.

Из рис. 12-1 нетрудно видеть, что при этом изменение напряжения на зажимах диода ($2U_{\text{вых}\,m}$) может во много раз превышать напряжение сигнала. Мощность сигнала, выделяющаяся в сопротивлении *R*, в этом случае также превысит мощность, отдаваемую источником сигнала. Таким образом, в данном случае будет иметь место усиление как напряжения, так и мощности сигнала.

Несмотря на то что туннельные диоды представляют собой полупроводниковые приборы, вследствие иного механизма движения носителей зарядов их свойства сильно отличаются от свойств обычных полупроводниковых диодов и триодов. Они имеют высокое постоянство свойств и

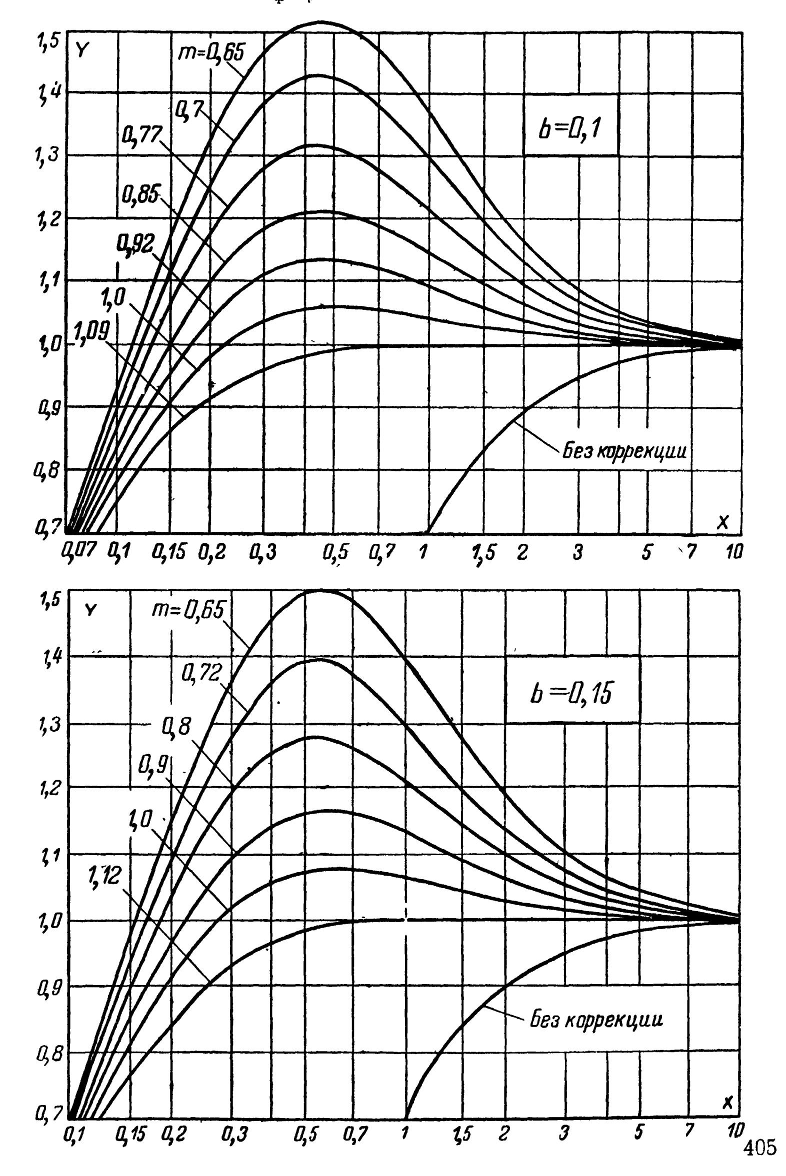
высокую температурную стабильность, могут работать в широком диапазоне температур (почти от абсолютного нуля до нескольких сотен градусов по Цельсию), имеют очень высокую предельную рабочую частоту (достигающую 10 000 *Мгц* и выше). Необходимое напряжение питания определяется местом расположения падающего участка характеристики и зависит от материала, из которого сделан диод (обычно оно лежит в пределах 0,1—1 *в*). Ток питания обычно лежит в пределах от десятых долей миллиампера до нескольких миллиампер.

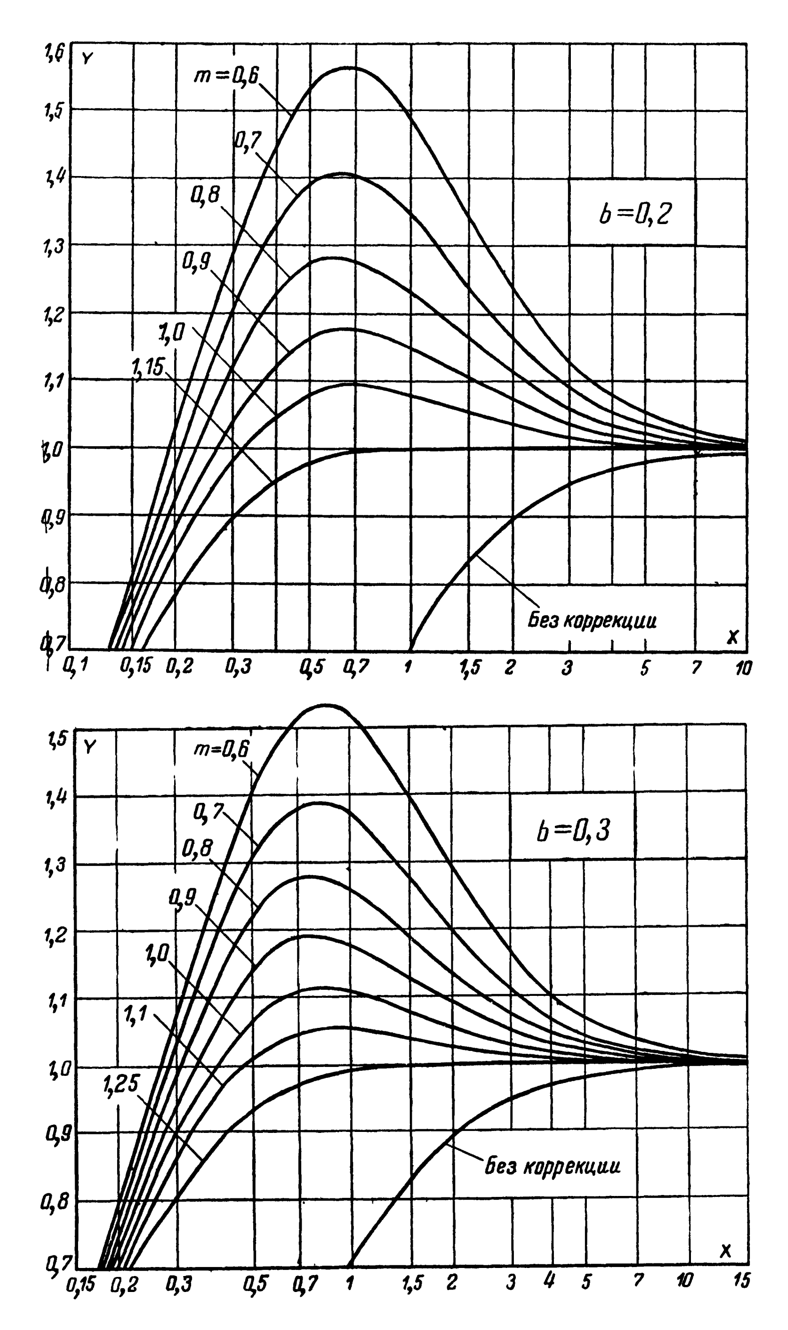
Вследствие малой потребляемой энергии, очень малых размеров, низкого уровня собственных шумов и хороших электрических свойств туннельные диоды являются очень перспективными приборами не только для усиления слабых электрических сигналов, но также и для других устройств современной электроники.

В молекулярных усилителях различных типов усиление электрических сигналов осуществляется при помощи молекул некоторых веществ. Принцип действия таких усилителей основан на том, что в определенных условиях молекулы вещества могут поглощать энергию как от источника их питания (возбуждения), так и от источника усиливаемых сигналов, отдавая затем на частоте сигнала энергию, превышающую энергию первоначального сигнала.

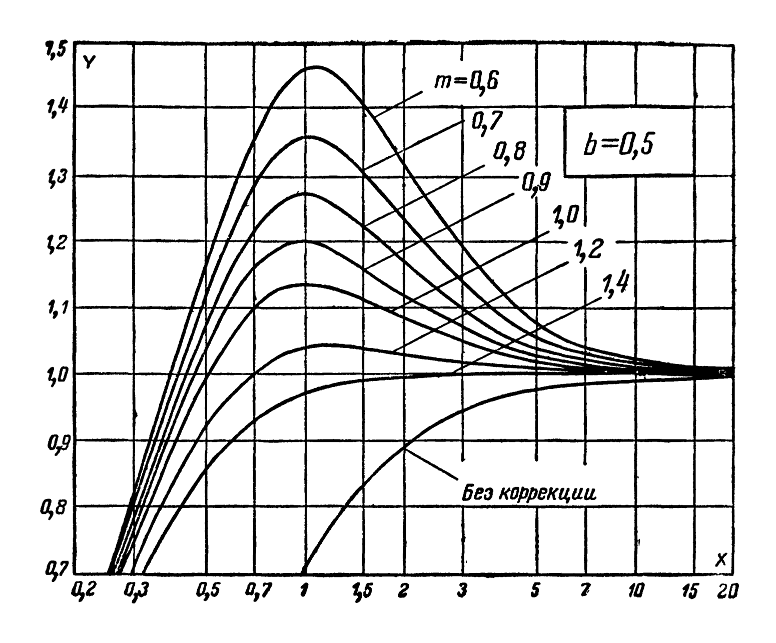
Молекулярные усилители довольно сложны по устройству, обычно требуют применения сильных магнитных полей и охлаждения до очень низких температур (например, до температуры жидкого гелия), но зато имеют чрезвычайно низкий уровень собственных шумов. Они усиливают очень высокие частоты — порядка десятков тысяч мегагерц и выше.

1. Семейства нормированных частотных характеристик в области нижних частот каскада с низкочастотной коррекцией цепочкой $C_ф R_ф$ для значений b от 0,1 до 2

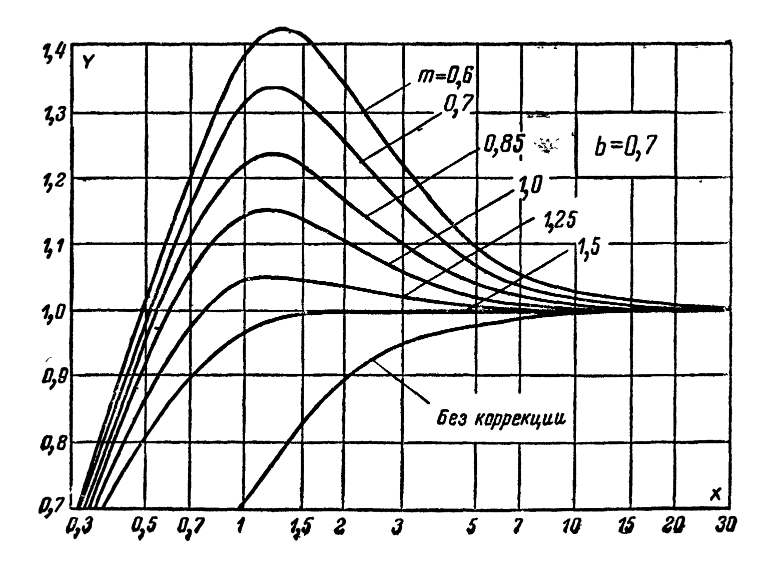




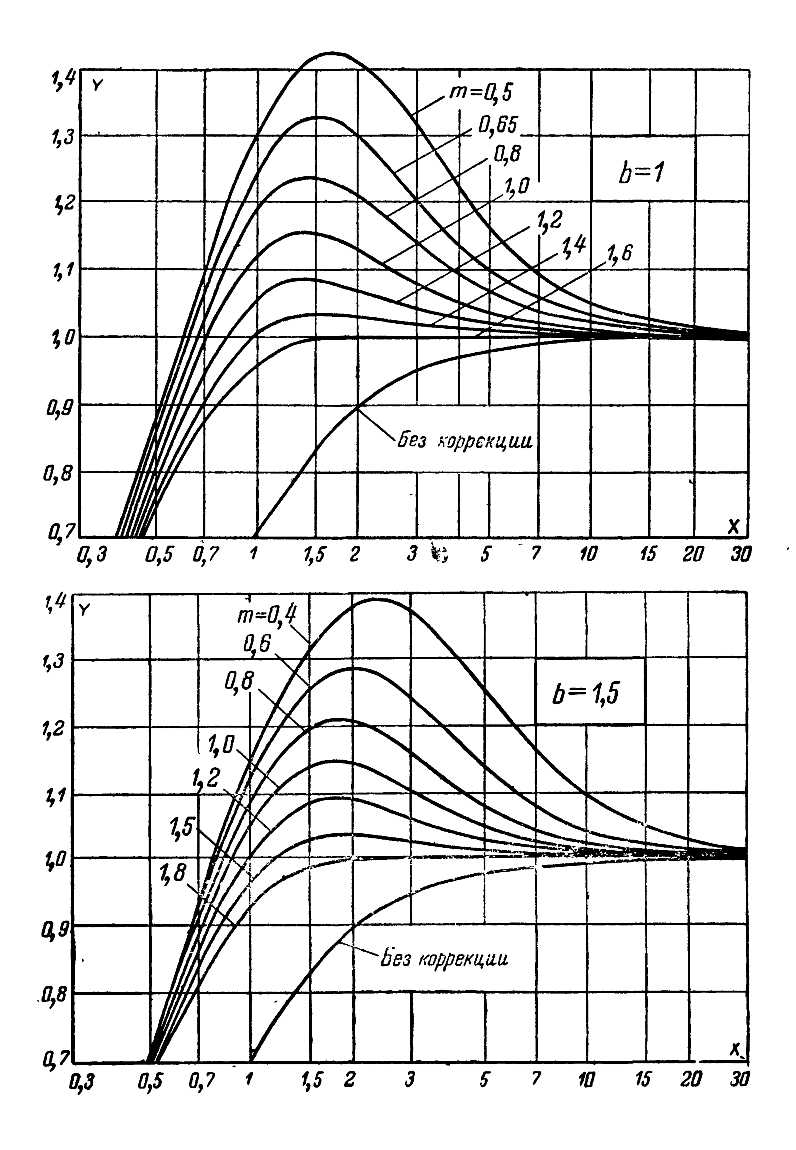
Y
m=0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
1,15
b=0,2
Без коррекции
X
1,6
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,1
0,15
0,2
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
Y
m=0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
1,1
1,25
b=0,3
без коррекции
X
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,15
0,2
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
4
5
7
10
15

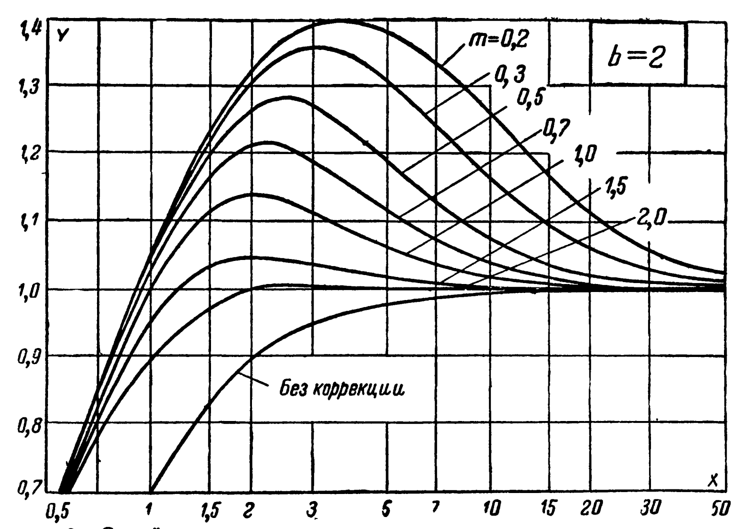


Y
m=0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
1,2
1,4
b=0,5
Без коррекции
X
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,2
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
15
20

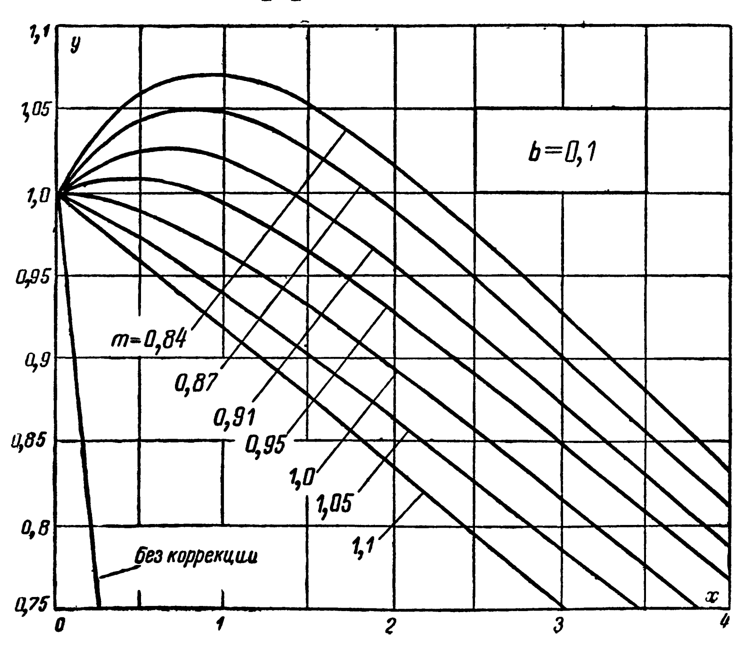


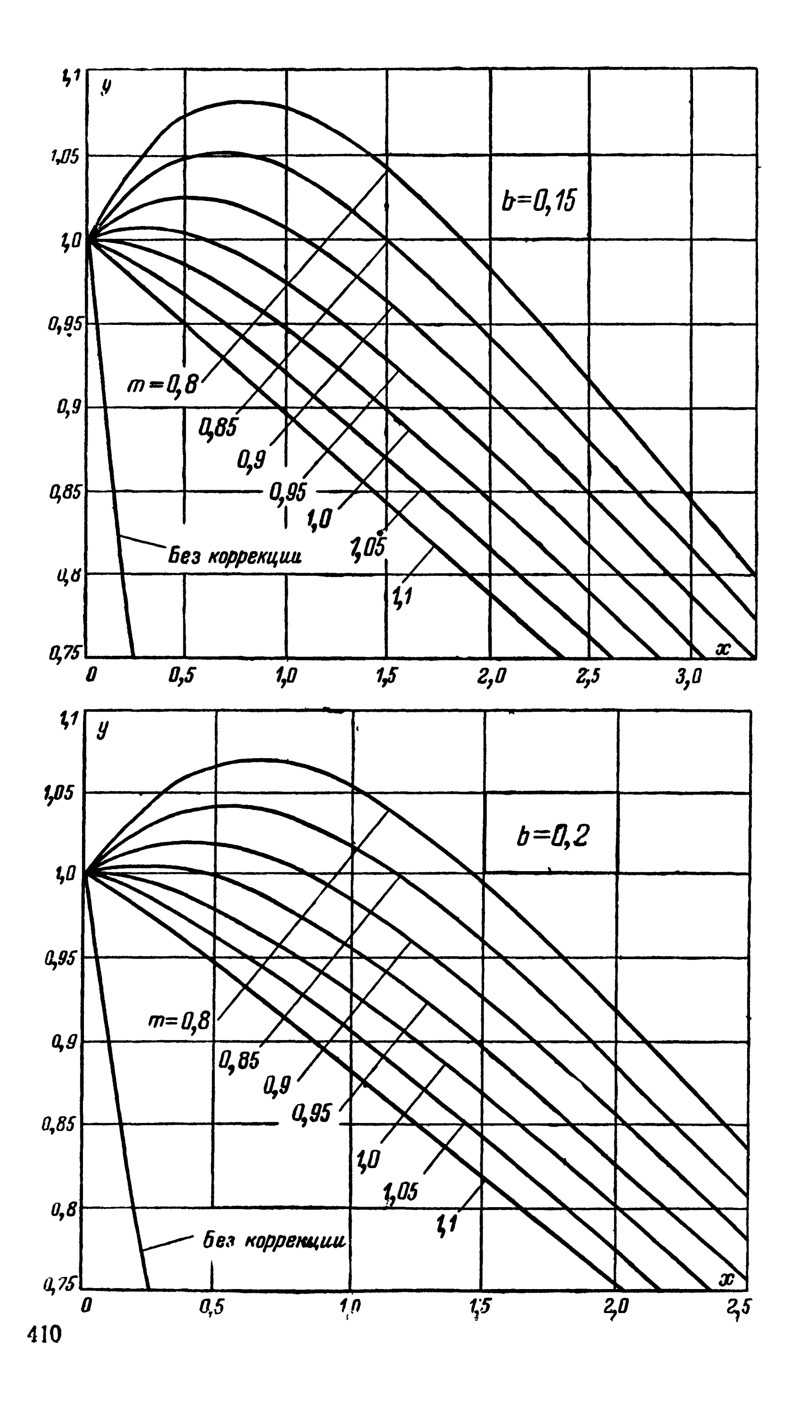
Y
m=0,6
0,7
0,85
1,0
1,25
1,5
b=0,7
Без коррекции
X
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
15
20
30

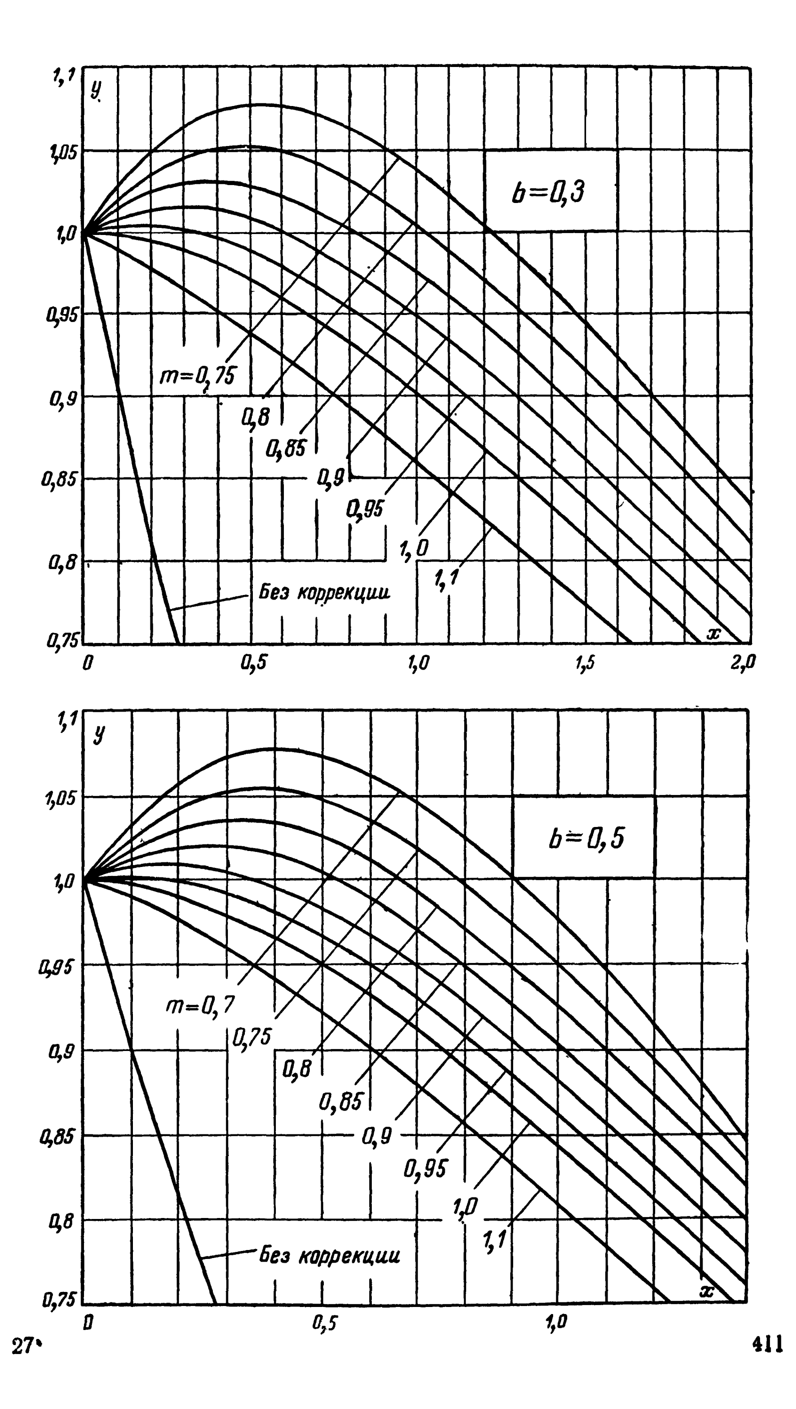

Y
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
m=0,5
0,65
0,8
1,0
1,2
1,4
1,6
b=1
Без коррекции
X
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
15
20
30
Y
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
m=0,4
0,6
0,8
1,0
1,2
1,5
1,8
b=1,5
Без коррекции
X
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
15
20
30



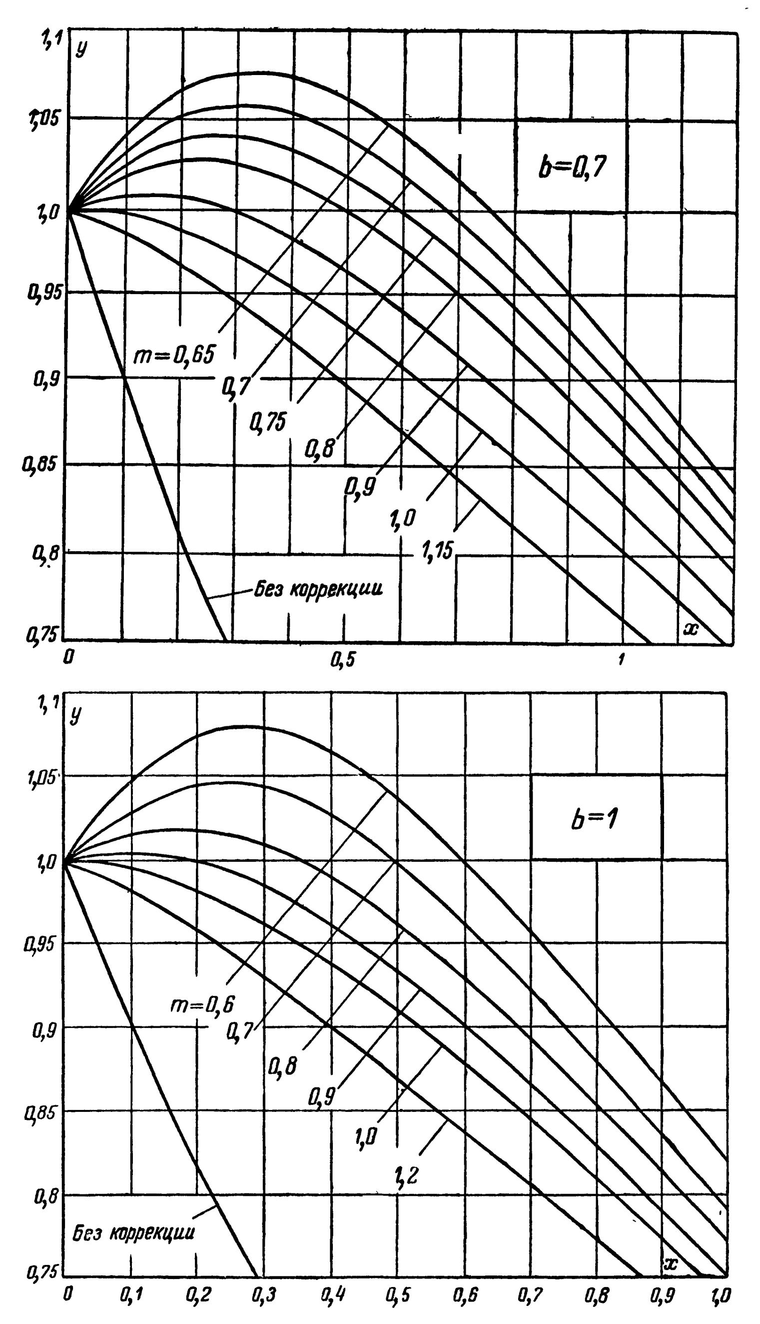
2. Семейства нормированных переходных характеристик в области больших времен каскада с низкочастотной коррекцией цепочкой $C_ф R_ф$ для значений b от 0,1 до 2



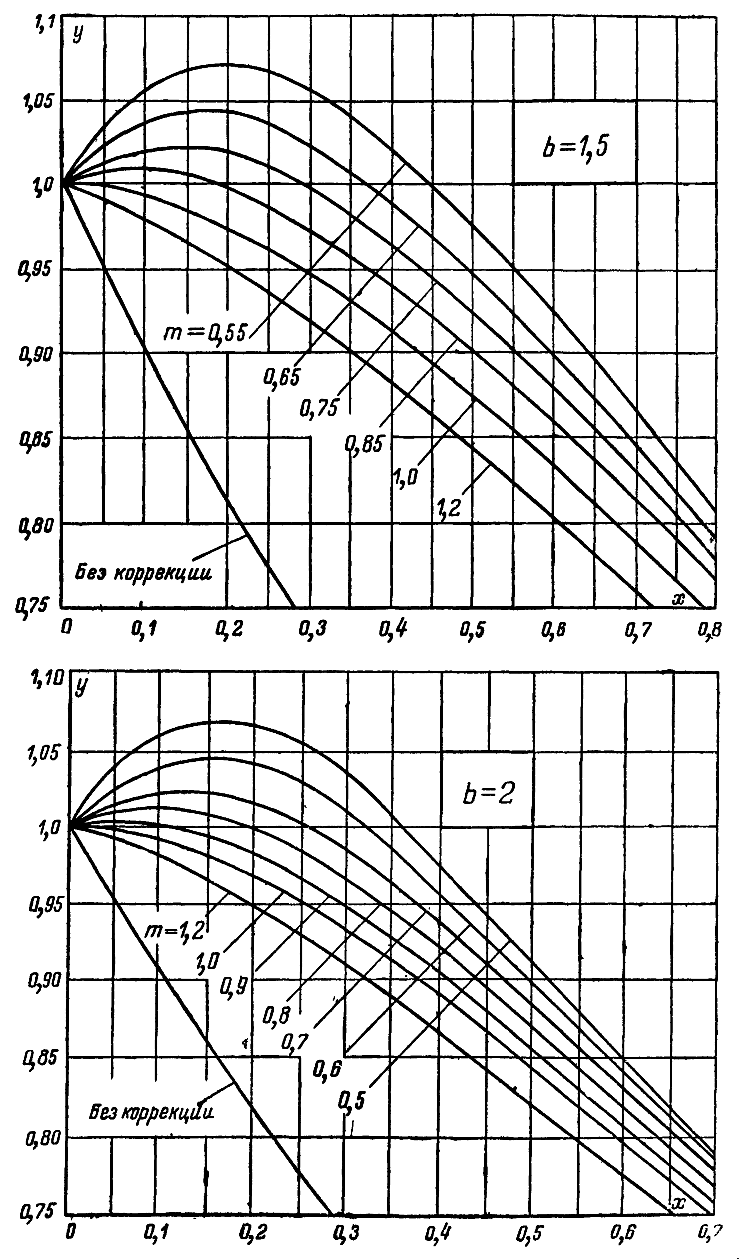

y
b=0,15
m=0,8
0,85
0,9
0,95
1,0
1,05
1,1
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,5
1,0
1,5
2,0
2,5
3,0
y
b=0,2
m=0,8
0,85
0,9
0,95
1,0
1,05
1,1
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,5
1,0
1,5
2,0
2,5



y
b=0,3
m=0,75
0,8
0,85
0,9
0,95
1,0
1,1
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,5
1,0
1,5
2,0
y
b=0,5
m=0,7
0,75
0,8
0,85
0,9
0,95
1,0
1,1
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,5
1,0



y
b=0,7
m=0,65
0,7
0,75
0,8
0,9
1,0
1,15
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,5
1
y
b=1
m=0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
1,2
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
0,9
1,0


b=1,5
y
x
m=0,55
0,65
0,75
0,85
1,0
1,2
Без коррекции
1,1
1,05
1,0
0,95
0,90
0,85
0,80
0,75
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
b=2
m=1,2
1,0
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
Без коррекции
1,10
0,7

3. Данные некоторых медных обмоточных проводов

Диаметр провода без изоляции, *мм*	Сопротивление 1 *км* провода при 20° С, *ом*	Вес 1 *км* провода без изоляции, *кг*	Максимальный диаметр провода с изоляцией, *мм*					
			ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭЛШО	ПЭЛБО	ПБД
0,03	24 700	0,0063	0,04	—	—	—	—	—
0,04	13 900	0,0112	0,05	—	—	—	—	—
0,05	8 920	0,0175	0,065	—	—	0,12	—	—
0,06	6 200	0,0252	0,075	0,085	0,09	0,13	—	—
0,07	4 550	0,0343	0,085	0,095	0,10	0,14	—	—
0,08	3 480	0,0448	0,095	0,105	0,11	0,15	—	—
0,09	2 750	0,0567	0,105	0,115	0,12	0,16	—	—
0,10	2 230	0,0700	0,12	0,125	0,13	0,175	—	—
0,11	1 840	0,0847	0,13	0,135	0,14	0,185	—	—
0,12	1 550	0,101	0,14	0,145	0,15	0,195	—	—
0,13	1 320	0,118	0,15	0,155	0,16	0,205	—	—
0,14	1 140	0,137	0,16	0,165	0,17	0,215	—	—
0,15	990	0,158	0,17	0,18	0,19	0,225	—	—
0,16	871	0,179	0,18	0,19	0,20	0,235	—	—
0,17	772	0,202	0,19	0,20	0,21	0,245	—	—
0,18	689	0,227	0,20	0,21	0,22	0,255	—	—
0,19	619	0,252	0,21	0,22	0,23	0,265	—	—
0,20	558	0,280	0,225	0,23	0,24	0,290	0,33	0,40
0,21	506	0,309	0,235	0,24	0,25	0,300	0,34	0,41
0,23	421	0,370	0,255	0,27	0,28	0,320	0,36	0,43
0,25	357	0,438	0,275	0,29	0,30	0,340	0,38	0,45
0,27	306	0,510	0,31	0,31	0,32	0,370	0,44	0,50
0,29	265	0,589	0,33	0,33	0,34	0,390	0,46	0,52
0,31	232	0,673	0,35	0,35	0,36	0,415	0,48	0,54
0,33	205	0,762	0,37	0,37	0,38	0,435	0,50	0,56
0,35	182	0,857	0,39	0,39	0,41	0,455	0,52	0,58
0,38	154	1,01	0,42	0,42	0,44	0,490	0,56	0,61
0,41	133	1,18	0,45	0,45	0,47	0,520	0,59	0,64
0,44	115	1,36	0,49	0,48	0,50	0,550	0,62	0,67
0,47	101	1,55	0,52	0,51	0,53	0,580	0,65	0,70
0,49	92,9	1,68	0,54	0,53	0,55	0,600	0,67	0,72
0,51	85,7	1,82	0,56	0,56	0,58	0,625	0,69	0,74
0,53	79,2	1,97	0,58	0,58	0,60	0,645	0,71	0,76
0,55	73,7	2,12	0,60	0,60	0,62	0,665	0,73	0,78
0,57	68,6	2,28	0,62	0,62	0,64	0,685	0,75	0,80
0,59	64,0	2,44	0,64	0,64	0,66	0,705	0,77	0,82
0,62	58,0	2,69	0,67	0,67	0,69	0,735	0,80	0,85
0,64	54,4	2,86	0,69	0,69	0,72	0,755	0,82	0,87
0,67	49,7	3,14	0,72	0,72	0,75	0,785	0,85	0,90
0,69	46,8	3,33	0,74	0,74	0,77	0,805	0,87	0,92
0,72	43,0	3,63	0,78	0,77	0,80	0,845	0,92	0,96
0,74	40,7	3,83	0,80	0,80	0,83	0,865	0,94	0,98
0,77	37,7	4,15	0,83	0,83	0,86	0,895	0,97	1,01
0,80	34,8	4,48	0,86	0,86	0,89	0,925	1,00	1,04
0,83	32,4	4,82	0,89	0,89	0,92	0,955	1,03	1,07
0,86	30,2	5,17	0,92	0,92	0,95	0,985	1,06	1,10
0,90	27,5	5,67	0,96	0,96	0,99	1,025	1,10	1,14

Диаметр провода без изоляции, *мм*	Сопротивление 1 *км* провода при 20° С, *ом*	Вес 1 *км* провода без изоляции, *кг*	Максимальный диаметр провода с изоляцией, *мм*					
			ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭЛШО	ПЭЛБО	ПБД
0,93	25,8	6,05	0,99	0,99	1,02	1,055	1,13	1,17
0,96	24,2	6,45	1,02	1,02	1,05	1,085	1,16	1,20
1,00	22,3	7,00	1,07	1,08	1,11	1,135	1,23	1,29
1,04	20,6	7,57	1,12	1,12	1,15	1,175	1,27	1,33
1,08	19,1	8,16	1,16	1,16	1,19	1,215	1,31	1,37
1,12	17,8	8,78	1,20	1,20	1,23	1,255	1,35	1,41
1,16	16,6	9,41	1,24	1,24	1,27	1,295	1,39	1,45
1,20	15,5	10,1	1,28	1,28	1,31	1,335	1,43	1,49
1,25	14,3	10,9	1,33	1,33	1,36	1,385	1,48	1,54
1,30	13,2	11,8	1,38	1,38	1,41	1,435	1,53	1,59
1 35	12,2	12,8	1,43	1,43	1,46	1,485	1,58	1,64
1,40	11,4	13,7	1,48	1,48	1,51	1,535	1,63	1,69
1,45	10,6	14,7	1,53	1,53	1,56	1,585	1,68	1,74
1,50	9,90	15,8	1,58	1,58	1,61	1,655	1,73	1,79
1,56	9,16	17,0	1,64	1,64	1,67	1,715	1,79	1,85
1,62	8,50	18,4	1,71	1,70	1,73	1,775	1,85	1,91
1,68	7,89	19,8	1,77	1,76	1,79	1,835	1,92	1,98
1,74	7,37	21,2	1,83	1,82	1,85	1,895	1,98	2,04
1,81	6,80	22,9	1,90	1,90	1,93	1,965	2,05	2,11
1,88	6,31	24,8	1,97	1,97	2,00	2,035	2,12	2,18
1,95	5,86	26,6	2,04	2,04	2,07	2,105	2,19	2,25
2,02	5,45	28,6	2,12	2,11	2,14	2,175	2,26	2,32
2,10	5,06	30,9	2,20	2,20	2,23	2,255	2,34	2,40
2,26	4,36	35,8	2,36	2,36	2,39	—	—	2,62
2,44	3,74	41,7	2,54	2,54	2,57	—	—	2,80

4. Данные броневых сердечников и трансформаторов, собранных из Ш-образных пластин (рассчитаны для сердечников из трансформаторной стали с коэффициентом заполнения $k_с = 0{,}88$)

Сердечники для трансформаторов наименьшей стоимости

Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*					Данные трансформатора с этим сердечником					
	y_1	y_2	y_3	h	b	$q_с$, *см*²	$l_с$, *см*	l_0, *см*	A, $1\cdot10^{-3}$	D $1\cdot10^{-6}$	Вес, *г*
Ш-10×10	10	10	6,5	18	6,5	0,88	5,66	5,85	4,4	5,8	75
Ш-10×15	10	15	6,5	18	6,5	1,32	5,66	6,85	5,5	8	108
Ш-10×20	10	20	6,5	18	6,5	1,76	5,66	7,85	6,25	9,9	141
Ш-12×12	12	12	8	22	8	1,27	6,74	7	6,97	9,7	136
Ш-12×18	12	18	8	22	8	1,9	6,74	8,2	8,65	13,2	195
Ш-12×24	12	24	8	22	8	2,54	6,74	9,4	9,8	16,2	253
Ш-14×14	14	14	9	25	9	1,73	7,92	8,24	9,15	14	206
Ш-14×21	14	21	9	25	9	2,59	7,92	9,64	11,5	19,2	295

Продолжение

Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*					Данные трансформатора с этим сердечником					
	y_1	y_2	y_3	h	b	q_c, *см²*	l_c, *см*	l_0, *см*	A, $1 \cdot 10^{-5}$	D, $1 \cdot 10^{-6}$	Вес, *г*
Ш-14×28	14	28	9	25	9	3,45	7,92	11	13,1	23,6	385
Ш-16×16	16	16	10	23	10	2,25	9,03	9,28	12,4	19,8	298
Ш-16×24	16	24	10	28	10	3,38	9,03	10,9	15,3	27	426
Ш-16×32	16	32	10	28	10	4,5	9,03	12,5	17,2	33	554
Ш-19×19	19	19	12	33,5	12	3,18	10,6	11	19,6	32,2	515
Ш-19×28	19	28	12	33,5	12	4,68	10,6	12,8	24,3	43,4	733
Ш-19×38	19	38	12	33,5	12	6,35	10,6	14,8	27,6	54	952
Ш-22×22	22	22	14	39	14	4,26	12,4	13	27,6	47,7	825
Ш-22×33	22	33	14	39	14	6,39	12,4	15,2	34,1	65	1 170
Ш-22×44	22	44	14	39	14	8,52	12,4	17,4	38,3	79,5	1 710
Ш-26×26	26	26	17	47	17	5,95	14,7	15,4	41,5	75,5	1 430
Ш-26×39	26	39	17	47	17	8,92	14,7	18	52	103	2 030
Ш-26×52	26	52	17	47	17	11,9	14,7	20,6	59,3	127	2 620
Ш-30×30	30	30	19	53	19	7,92	16,9	17,6	55,5	108	2 110
Ш-30×45	30	45	19	53	19	11,9	16,9	20,6	68,8	147	2 980
Ш-30×60	30	60	19	53	19	15,8	16,9	23,6	76,8	180	3 850
Ш-35×35	35	35	22	61,5	22	10,8	19,8	20,4	76,8	160	3 340
Ш-35×52	35	52	22	61,5	22	16	19,8	23,8	95	217	4 720
Ш-35×70	35	70	22	61,5	22	21,6	19,8	27,4	109	270	6 100
Ш-40×40	40	40	26	72	26	14,1	22,5	23,2	110	235	4 620
Ш-40×60	40	60	26	72	26	21,1	22,5	27,2	137	320	6 460
Ш-40×80	40	80	26	72	26	28,2	22,5	31,2	156	394	8 290

Сердечники для трансформаторов наименьшего веса

Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*					Данные трансформатора с этим сердечником					
	y_1	y_2	y_3	h	b	q_c, *см²*	l_c, *см*	l_0, *см*	A, $1 \cdot 10^{-5}$	D, $1 \cdot 10^{-3}$	Вес, *г*
Ш-3×3	3	3	2	10	4	0,079	2,79	2,5	0,58	0,45	4,5
Ш 3×4,5	3	4,5	2	10	4	0,119	2,79	2,8	0,76	0,63	6
Ш-3×6	3	6	2	10	4	0,158	2,79	3,1	0,89	0,78	7,5
Ш-4×4	4	4	2,5	14	5	0,14	3,9	3,2	1,08	0,96	10,4
Ш-4×6	4	6	2,5	14	5	0,21	3,9	3,6	1,4	1,34	13,9
Ш-4×8	4	8	2,5	14	5	0,28	3,9	4	1,63	1,66	17,4
Ш-5×5	5	5	3,5	17	6	0,22	4,5	3,9	1,84	1,69	20,9
Ш-5×7	5	7	3,5	17	6	0,31	4,5	4,3	2,3	2,24	26,7
Ш-5×10	5	10	3,5	17	6	0,44	4,5	4,9	2,78	2,94	35,5
Ш-6×6	6	6	4	20	7	0,32	5,44	4,5	2,79	2,76	34,3
Ш-6×9	6	9	4	20	7	0,475	5,44	5,1	3,57	3,8	46,3
Ш-6×12	6	12	4	20	7	0,63	5,44	5,7	4,08	4,68	58,2
Ш-9×9	9	9	4,5	31,5	9	0,71	7,7	6,3	4,73	6,37	73,8
Ш-9×13	9	13	4,5	31,5	9	1,03	7,7	7,1	5,95	8,60	97,2
Ш-9×18	9	18	4,5	31,5	9	1,43	7,7	8,1	7	11	126
Ш-12×12	12	12	6	30	12	1,27	10,3	8,5	9,17	13,7	182
Ш-12×18	12	18	6	30	12	1,9	10,3	9,7	11,8	19	246
Ш-12×24	12	24	6	30	12	2,54	10,3	10,9	13,5	23,5	307
Ш-16×16	16	16	8	40	16	2,25	13,7	11,1	18,1	29,5	443
Ш-16×24	16	24	8	40	16	3,38	13,7	12,7	23	40,9	592
Ш 16×32	16	32	8	40	16	4,5	13,7	14,3	26,4	50,5	741
Ш-20×20	20	20	10	50	20	3,52	17,1	13,8	29,6	52,8	878
Ш-20×30	20	30	10	50	20	5,28	17,1	15,8	37,8	73	1 175
Ш-20×40	20	40	10	50	20	7,04	17,1	17,8	43,1	90,2	1 464

Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*					Данные трансформатора с этим сердечником					
	y_1	y_2	y_3	h	b	q_c, *см*²	l_c, *см*	l_0, *см*	A, $1 \cdot 10^{-5}$	D, $1 \cdot 10^{-6}$	Вес, *г*
Ш-25×25	25	25	12,5	62,5	25	5,5	21,4	17,4	47,5	93,5	1 755
Ш 25×37	25	37	12,5	62,5	25	8,13	21,4	19,8	60,3	128	2 310
Ш-25×50	25	50	12,5	62,5	25	11	21,4	22,4	69,9	160	2 900
Ш-32×32	32	32	16	80	32	9	27,4	22,2	80,7	177	3 720
Ш-32×48	32	48	16	80	32	13,5	27,4	25,4	103	245	4 960
Ш-32×64	32	64	16	80	32	18	27,4	28,6	118	303	6 150

Примечание. Коэффициенты A и D могут быть рассчитаны по данным сердечника и обмоток трансформатора на основании выражений:

$$A = 7,18 \cdot 10^{-3} \frac{q_c q_0}{l_c l_0}; \quad D = \frac{q_c}{2,98 \cdot 10^4} \sqrt{\frac{q_0}{l_0}}$$

где q_0 — суммарное чистое сечение медного провода на обмотках трансформатора, *см*², остальные обозначения те же, что и в таблицах.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Цена 1 р. 12 к.